

DIODE ȘI TIRISTOARE DE PUTERE

1. Performanțe

MANUAL DE UTILIZARE

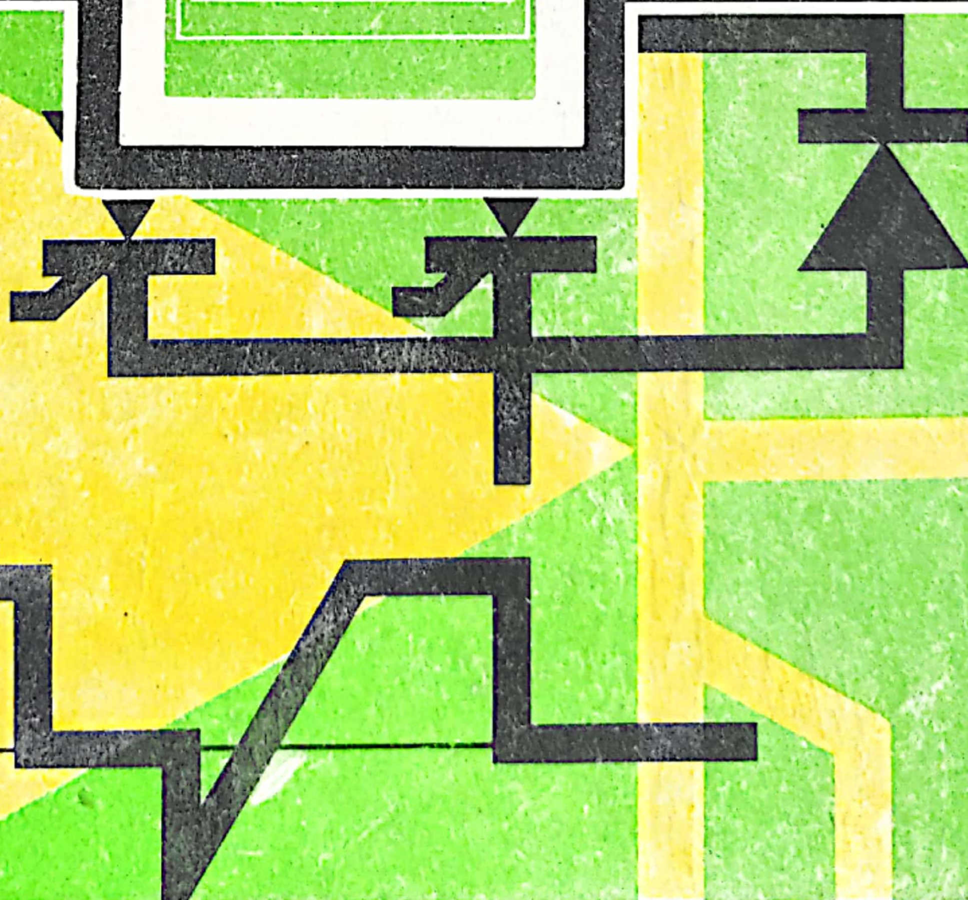
AUTOMATICĂ

ELECTRONICĂ

SERIA PRACTICĂ

INFORMATICĂ

MANAGEMENT



BIBLIOTECA DE AUTOMATICĂ, INFORMATICĂ, ELECTRONICĂ MANAGEMENT

SERIA PRACTICĂ

- Automatică
- Informatică
- Electronică
- Management

M. K. Satrr. Conducerea producției. Sisteme de execuție,
V. Crăciunoiu ș.a. Elemente de execuție
A. Vlădescu ș.a. Radioreceptoare
M. Mayer. Tiristoare în practică. Mutatoare cu comutație forțată
G. Moltgen. Tiristoare în practică. Mutatoare cu comutație de la rețea
L. Zamfirescu, I. Oprescu. Automatizarea cuptoarelor industriale
I. Papadache. Automatică aplicată, ediția I și a II-a
St. Alexandru. Automatizarea proceselor tehnologice în industria lemnului
V. H. Listcikin. Prognoza tehnico-științifică în ramurile industriei
G. Raymond. Tehnica televiziunii în culori
J. J. Samuelly, J. Pignaret, A. Sarazin. Instrumentația electronică în fizica nucleară
T. Homos. Capacitate de producție în construcții de mașini
S. Radu, D. Filoti. Centrale telefonice automate. Sisteme de comutație
R. Stere ș.a. Tranzistoare cu efect de cîmp
D. A. Sapiro. Proiectarea radioreceptoarelor
V. Antonescu, M. Popovici. Ghid pentru controlul statistic al calității producției
V. Stanciu ș.a. Tehnica imaginii în cinematografie și televiziune
P. Vezeanu, Șt. Pătrașcu. Măsurarea temperaturii în tehnică
P. Popescu, P. Mihordea. Măsurarea debitului în tehnică
P. Vezeanu. Măsurarea nivelului în tehnică
C. Hidos, P. Isac (coordonatori) Studiul muncii, vol. I—VIII
V. Baltac ș.a. Calculatorul FELIX C-256, Structură și programare
R. L. Morris. Proiectarea cu circuite integrate TTL
Ishikawa Kaoru. Controlul de calitate pentru maiștrii
A. M. Buhliarov ș.a. Culegere de probleme de programare
P. Constantinescu. Sisteme informatice, modele ale conducerii și sistemelor conduse
F. S. Buffa. Conducerea modernă a producției, vol. I și II
A. Vătășescu ș.a. Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare
A. Nadolo. Măsurarea volumului și calității lichidelor în industrie
Ch. Jones. Design. Metode și aplicații
Gh. Pisău ș.a. Elaborarea și introducerea sistemelor informatice
C. Hidos. Analiza și proiectarea circuitelor informaționale în unitățile economice
A. Vătășescu ș.a. Circuite integrate liniare. Manuale de utilizare, vol. 1, 2, 3 și 4
M. Silisteanu ș.a. Scheme de televizoare, magnetofoane, picupuri, vol. 1 și 2, ed. a II-a
D. W. Davies. Rețele de interconectare a calculatoarelor
V. Pescaru ș.a. Fișiere, baze și bănci de date
Gh. Bastiurea ș.a. Comanda numerică a mașinilor-unelte
N. Sprînceană ș.a. Automatizări discrete în industrie. Culegere de probleme
M. Florescu. Cibernetică, automatică, informatică în industria chimică
S. Călin ș.a. Optimizări în automatizări industriale
S. Maican, Sisteme numerice cu circuite integrate
I. Ristea ș.a. Manualul muncitorului electronist
M. Simonescu. Proiectarea unitară a circuitelor electronice
C. Cluceru. Tehnica măsurătorilor în telecomunicații
P. Nițulescu. Electroalimentarea instalațiilor de telecomunicații
R. Râpeanu ș.a. Circuite integrate analogice. Catalog
C. Lozneanu ș.a. Casetofoane. Depanare. Funcționare
T. Rădulescu ș.a. Centrale telefonice automate
N. Iosif ș.a. Tiristoare și module de putere. Catalog
P. Postelnicu. Sisteme și linii de transmisiuni telefonice
M. Silișteanu, ș.a. Receptoarele TV în culori
M. Bășoiu ș.a. Funcționarea și depanarea TV în culori
Petru Al. Dan ș.a. Diode cu siliciu. Catalog
H. Giuroiu ș.a. CMOS. Manual de utilizare
P. Nițulescu. Echipamente moderne în telefonie

M. BODEA (coordonator)
A. SILARD
E. POPA
P.A. DAN
M. UDREA-SPENEA
N. IOSIF
Gh. BREZEANU

DIODE ŞI TIRISTOARE DE PUTERE

Manual de utilizare

vol. I: PERFORMANŢE

Cuprins — Volumul I : Performanțe

Prefață 11
Introducere 13

Capitolul 1 — **FAMILIILE DE DIODE ȘI TIRISTOARE CARE SE FABRICĂ LA IPRS BĂNEASA**

1.1. Clasificarea diodelor și tiristoarelor de putere produse la *IPRS—BĂNEASA* . 19
1.2. Caracteristicile principale ale diodelor și tiristoarelor de putere produse de *IPRS—BĂNEASA* 20
Bibliografie 29

Capitolul 2 — **PRINCIPII ALE FUNCȚIONĂRII DIODELOR ȘI TIRISTOARELOR DE PUTERE**

A. DIODE

2.1. Principii generale de funcționare . . . 30
2.1.1. Considerații generale 30
2.1.2. Caracteristica curent (*I*) — tensiune (*V*) ideală 30
2.1.3. Electrostatica joncțiunii *pn* 33
2.1.4. Joncțiunea *pn* la polarizare inversă 36
2.1.5. Joncțiunea *pn* la polarizare directă 39
2.1.6. Străpungerea joncțiunii *pn* 40
2.1.7. Joncțiuri liniar-gradate și difuzate 43
2.1.8. Comportarea tranzitorie a diodei. Timpi de comutare 44
2.1.9. Puterea disipată în starea de conducție directă 46
2.1.10 Caracteristica (*I*)—(*V*) la nivele mari de injecție 47
2.1.11 Schema echivalentă a diodei 48
2.2. Structuri de bază 49
2.2.1. Considerații generale 49
2.2.2. Inele de cîmp (gardă) 49
2.2.3. Conturarea mecanică a suprafețelor 50
2.2.4. Conturarea suprafețelor prin corodare 51
2.3. Tipuri de diode 51
2.3.1. Diode redresoare 51
2.3.2. Stabilizatoare de tensiune. Diode Zener 52
2.3.3. Dioda *pin* 53
2.3.4. Varactoare 55
2.3.5. Varistoare 56
2.3.6. Diode rapide de comutație 57
2.3.7. Diode Schottky de putere 57

B. TIRISTOARE

2.4. Principii generale de funcționare 62
2.5. Structura *pnpn* la polarizare în invers 65
2.6. Structura *pnpn* la blocarea în direct 70
2.7. Structura *pnpn* în conducție directă 73
2.8. Modalități de amorsare 76
2.8.1. Amorsarea pe poartă 76
2.8.2. Amorsarea cu semnal optic 79
2.8.3. Amorsarea prin breakover 80

2.9. Amorsări parazite . . . 81
2.9.1. Amorsarea prin efectul dv/dt . . . 81
2.9.2. Amorsarea prin efectul creşterii temperaturii . . . 87
2.10. Efectul di/dt . . . 88
2.10.1. Esenţa fenomenului . . . 88
2.10.2. Modalităţi de îmbunătăţire a capabilităţii în di/dt . . . 88
2.11. Modalităţi de comutare în starea de blocare . . . 93
2.11.1. Blocarea prin scăderea curentului anodic sub valoarea I_H . . . 93
2.11.2. Blocarea prin aplicarea tensiunii inverse anod-catod . . . 93
2.11.3. Blocarea pe poartă . . . 95
2.12. Comportamentul dinamic al tiristoarelor . . . 96
2.12.1. Comportamentul dinamic al tiristoarelor la amorsare . . . 96
2.12.2. Comportamentul dinamic al tiristoarelor la blocare . . . 100
2.13. Limitări în frecvenţă şi putere . . . 105
2.13.1. Limita teoretică a frecvenţei de lucru . . . 105
2.13.2. Limitări în putere în regim staţionar. Rezistenţa termică . . . 106
2.13.3. Limitări în regimul electrotermic tranzitoriu. Impedanţa termică . . . 111
2.13.4. Regimul de suprasarcină . . . 116
2.13.5. Regimuri recurente şi nerecurente. Sumar pentru utilizator . . . 119
2.13.6. Relaţia dintre capabilitatea în putere şi timpul de blocare t_q . . . 122
2.14. Modalităţi de micşorare a timpilor de revenire/blocare . . . 123
2.14.1. Modalităţi tehnologice . . . 124
2.14.2. Modalităţi de circuit pentru micşorarea timpului de blocare. Tiristoare cu blocare asistată de poartă . . . 128
2.15. Tipuri de tiristoare . . . 131
2.16. Tiristoare de comutaţie pentru frecvenţe ridicate . . . 132
2.16.1. Tiristorul asimetric . . . 133
2.16.2. Tiristorul cu conducţie inversă . . . 135
2.17. Optotiristorul . . . 137
2.18. Tiristoare cu blocare pe poartă (*GTO*) . . . 139
2.19. Diacul . . . 148
2.20. Triacul . . . 150
2.21. Tiristorul cu inducţie statică (tiristorul controlat de câmp) . . . 154
2.22. Tipuri avansate de tiristoare . . . 157

C. DISPOZITIVE AUXILIARE

2.23. Diode electroluminescente (*LED*) . . . 161
2.24. Optocuploare . . . 164
2.25. Tranzistoare unijoncţiune (*TUJ*) . . . 167
2.26. Tranzistoare unijoncţiune programabile . . . 171
2.27. Dispozitive auxiliare de comutaţie cu structura *pnpn* . . . 173
Bibliografie . . . 174

Capitolul 3 — TEHNOLOGIA DE FABRICAŢIE

3.1. Procesarea monocristalului de siliciu . . . 180
3.2. Realizarea structurilor . . . 181
3.2.1. Formarea straturilor de tip *p* şi *n* . . . 183
3.2.2. Realizarea structurilor rapide şi de comutaţie . . . 190
3.2.3. Realizarea contactelor ohmice pe suprafeţele electrozilor principali sau de comandă . . . 191
3.2.4. Separarea şi pasivarea structurilor semiconductoare . . . 192
3.3. Încapsularea . . . 196
3.4. Protecţiile chimice . . . 200
3.5. Sortarea şi marcarea . . . 201
Bibliografie . . . 202

Capitolul 4 — VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ ŞI VALORI CARACTERISTICE

4.1. Semnificaţii . . . 203
4.1.1. Documente normative şi informative . . . 203
4.1.2. Sisteme de valori limită absolută . . . 206
4.1.3. Valori caracteristice . . . 207
4.2. Sistemul valorilor limită absolută pentru dispozitive semiconductoare de putere . . . 208
4.2.1. Valori limită absolută mecanice . . . 209
4.2.2. Valori limită absolută climatice . . . 209

4.2.3. Valori limită absolută termice 212
4.2.4. Valori limită absolută electrice 214
4.3. Caracteristici electrice şi termice 228
4.3.1. Caracteristici electrice în regim de blocare 228
4.3.2. Caracteristici electrice în regim de conducţie 229
4.3.3. Caracteristici electrice în regim de comutare din blocare în conducţie 231
4.3.4. Caracteristici electrice în regim de comutaţie din conducţie în blocare . 234
4.3.5. Caracteristici electrice în regim de avalanşă (stabilizare) 239
4.3.6. Caracteristici electrice de poartă 242
4.3.7. Caracteristici termice 244
4.4. Caracteristici de fiabilitate. 248
4.4.1. Caracteristici generale de fiabilitate 248
4.4.2. Proiectarea şi asigurarea fiabilităţii 251
4.4.3. Programe de selecţie 252
4.5. Mecanisme de defectare 253
4.5.1. Defectarea la suprasarcini de curent în conducţie în direct . . 254
4.5.2. Defectarea la suprasarcini de tensiune şi suprasarcini de putere în străpungere 255
4.5.3. Defectarea la temperaturi excesive. Ambalarea termică . . . 257
4.5.4. Oboseala termică. Degradarea contactelor 260
4.5.5. Degradarea pasivării 261
4.5.6. Pătrunderea apei 263
4.5.7. Coroziunea capsulelor 264
4.5.8. Degradarea elementelor constitutive 264
4.5.9. Defectarea la solicitări mecanice 265
4.5.10 Degradarea la radiaţii 267
4.5.11. Defectarea la di/dt 268
4.5.12. Defectarea prin dv/dt la tiristoare 268
4.5.13 Instabilitatea tensiunii de stabilizare 268
4.6. Cum se alege un dispozitiv semiconductor de putere 269
4.6.1. Criterii de alegere 269
4.6.2. Calculul încărcării în putere 270
4.6.3. Alegerea capabilităţii de blocare 271
4.6.4. Calculul încărcării în curent 271
Bibliografie 290

Capitolul 5 — **MĂSURAREA ŞI VERIFICAREA CARACTERISTICILOR**

5.1. Verificarea caracteristicilor mecanice 292
5.2. Verificarea caracteristicilor climatice 293
5.3. Măsurarea şi verificarea caracteristicilor electrice 293
5.3.1. Măsurarea şi verificarea caracteristicilor în regim de conducţie . 294
5.3.2. Măsurarea şi verificarea caracteristicilor în regim de blocare şi polarizare inversă 298
5.3.3. Măsurarea şi verificarea caracteristicilor regimului de comutaţie din blocare în conducţie 299
5.3.4. Măsurarea şi verificarea caracteristicilor regimului de comutaţie din conducţie în blocare 301
5.3.5. Măsurarea şi verificarea caracteristicilor în regim de avalanşă (stabilizare) 305
5.3.6. Măsurarea şi verificarea caracteristicilor electrice de poartă . . 308
5.3.7. Măsurarea caracteristicilor electrice cu trasorul de caracteristici . 308
5.4. Măsurarea caracteristicilor termice 314
5.5. Verificarea caracteristicilor funcţionale şi de anduranţă 317
5.5.1. Încercarea în regim de redresare 318
5.5.2. Încercarea de oboseală termică 319
5.5.3. Încercarea de blocare la cald 319
5.5.4. Încercarea de stocare la cald 319
5.5.5. Încercarea de funcţionare în regim de stabilizare 319
5.5.6. Încercări de funcţionare în circuite speciale de test 320
5.6. Verificarea fiabilităţii 320

Cuprins — Volumul II : Aplicații

Capitolul 6 — CONFIGURAȚII TIPICE DE APLICAȚII

6.1. Generalități.
6.2. Convertoare cu comutație naturală.
6.2.1. Redresoare cu diode.
6.2.2. Convertoare cu reglaj de fază.
6.2.3. Convertoare cu funcționare în 4 cadrane.
6.2.4. Cicloconvertoare cu modulație de fază.
6.2.5. Cicloconvertoare cu deplasare de fază.
6.3. Variatoare de putere cu comutație naturală.
6.3.1. Variatoare monofazice cu reglarea numărului de perioade de conducție.
6.3.2. Variatoare monofazice cu reglaj de fază.
6.3.3. Variatoare de putere trifazice.
6.3.4. Contactoare statice de c.a.
6.4. Contactoare statice și variatoare de putere cu comutație forțată.
6.4.1. Contactoare statice de curent continuu.
6.4.2. Variatoare de putere cu comutație forțată.
6.5. Invertoare cu comutație forțată.
6.5.1. Invertoare cu alimentare în curent.
6.5.2. Invertoare cu alimentare în tensiune.
6.5.3. Invertoare cu comutație prin sarcină.
Bibliografie

Capitolul 7 — PROBLEME CRITICE ÎN UTILIZARE

7.1. Influența curentului de comandă asupra caracteristicilor tiristoarelor.
7.1.1. Caracteristicile de poartă ($I_G - V_G$). Forma impulsului de comandă corelată cu aplicația.
7.1.2. Viteza de amorsare. Întîrzierea la amorsare.
7.1.3. Funcționarea la (di/dt) mare. Pierderi de putere la amorsare.
7.1.4. Funcționarea pe sarcină inductivă.
7.1.5. Curentul de poartă pe durata blocării în invers.
7.1.6. Curent negativ de comandă. Efectul *GAT* (*Gate-Assisted Turn-off*).
7.1.7. Efectul curentului anodic asupra circuitului de poartă.
7.2. Stingerea forțată a tiristoarelor.
7.2.1. Sarcina stocată. Curentul de revenire în invers. Pierderi la dezamorsare.
7.2.2. Influența circuitului extern asupra timpului de stingere. Tiristoare cu diodă în antiparalel.
7.2.3. Metode de stingere forțată.
7.3. Probleme specifice funcționării *GTO*.
7.3.1. Amorsarea *GTO*. Menținerea impulsului de comandă.
7.3.2. Stingerea *GTO*.
7.3.3. Circuite de stingere pe poartă.
7.4. Conectarea în paralel a tiristoarelor.
7.4.1. Caracteristici dinamice de amorsare. Tensiunea de prag la amorsare ("Finger Voltage").
7.4.2. Distribuția dinamică și statică a curentului.
7.4.3. Metode de echilibrare a curenților.
7.5. Conectarea în serie a tiristoarelor.
7.5.1. Efectul împrăștierii curenților de blocare asupra distribuției statice de tensiune.

7.5.2. Efectul întîrzierii la amorsare și al sarcinii stocate asupra distribuției dinamice de tensiune.
7.5.3. Metode de egalizare statică și dinamică a tensiunilor.
7.6. Protecția la supratensiuni.
7.6.1. Generarea supratensiunilor în circuitele cu tiristoare.
7.6.2. Circuite de protecție la supratensiuni. Protecția individuală și globală.
7.6.3. Limitarea pantei de creștere a tensiunii de blocare.
7.6.4. Dispozitive de protecție la supratensiuni. Limite de utilizare.
7.7. Protecția la supracurent.
7.7.1. Protecția la supracurent de durată, previzibil.
7.7.2. Protecția la scurtcircuit.
7.8. Răcirea dispozitivelor semiconductoare de putere.
7.8.1. Metode și sisteme de răcire. Răcirea unilaterală și bilaterală.
7.8.2. Răcirea cu aer. Tuburi termice.
7.8.3. Răcirea cu lichid.
7.8.4. Alegerea sistemului optim de răcire pentru o aplicație dată.
7.8.5. Calculul răcirii în diverse regimuri de funcționare.
7.9. Montarea pe radiator a dispozitivelor semiconductoare de putere.
7.9.1. Montarea componentelor de medie putere.
7.9.2. Montarea componentelor încapsulate în capsulă cu șurub.
7.9.3. Montarea componentelor încapsulate în capsulă cu baza plată.
7.9.4. Montarea componentelor încapsulate în capsulă disc.
Bibliografie

Capitolul 8 — **CIRCUITE DE COMANDĂ PE POARTĂ**
8.1. Funcțiunile circuitelor de comandă.
8.2. Circuite discrete pentru comanda tiristoarelor și triacelor.
8.3. Circuite de comandă pentru tiristoarele cu blocare pe poartă (*GTO*).
8.3.1. Introducere.
8.3.2. Exemple de circuite de comandă.
8.4. Circuite integrate pentru comanda tiristoarelor și triacelor.
8.4.1. Introducere.
8.4.2. β*U* 217 — Circuit pentru comanda prin zero a triacelor.
8.4.3. β*L* 120 — Circuit pentru comanda în fază a triacelor/tiristoarelor.
8.4.4. β*L* 121 — Circuit pentru comanda prin zero a triacelor/tiristoarelor.
8.4.5. *TDA* 1085 — Procesor bipolar pentru controlul turației — motoarelor de c.a.
8.4.6. β*AA* 145 — Circuit pentru comanda în fază a tiristoarelor.
8.5. Sistem de comandă și reglare tip *SCR—F—*01
Bibliografie

Capitolul 9 — **MODULE**
9.1. Definirea și componența unui modul.
9.2. Clasificarea modulelor.
9.3. Module de medie putere.
9.3.1. Sisteme de evacuare a căldurii pentru modulele de medie putere.
9.3.2. Sisteme de protecție la suprasarcini.
9.3.3. Sisteme de comandă.
9.3.4. Diode și tiristoare montate pe radiator placă.
9.3.5. Module de medie putere cu radiator de tip *U*.
9.3.6. Module de medie putere cu radiatoare *A*60 sau *A*80.
9.3.7. Module de medie putere cu radiatoare de tip *KNF*.
9.3.8. Module de medie putere cu punct median.
9.3.9. Punți redresoare monofazate de medie putere.
9.3.10. Punți redresoare trifazice pentru alternatoare.
9.3.11. Ansambluri diode de excitație pentru alternatoare auto.
9.4. Module de putere compacte.
9.5. Module de mare putere.
Bibliografie
Anexa 1
Anexa 2
Anexa 3
Index de noțiuni

PREFAȚĂ

Folosirea la performanțe tot mai ridicate și în condiții de fiabilitate crescută a diodelor și tiristoarelor de putere în echipamentele moderne impune cunoașterea aprofundată a caracteristicilor și problemelor specifice de utilizare ale acestora.

Manualul de față se constituie într-un îndrumar necesar și util pentru cei implicați în proiectarea, producerea și exploatarea echipamentelor și instalațiilor dotate cu diode și tiristoare de putere.

Manualul de utilizare de diode și tiristoare de putere este structurat în două volume: (I) *Performanțe* și (II) *Aplicații.*

Capitolul 1 își propune să ofere utilizatorului un ghid sintetic asupra tipurilor de diode și tiristoare de putere fabricate la IPRS-BĂNEASA, absolut necesar în stabilirea unor opțiuni fie pentru introducerea unor componente într-un nou proiect, fie pentru echivalarea unor componente etc.

Materialul prezentat în acest capitol dă și o imagine atît asupra nivelului ridicat al performanțelor cît și asupra competitivității diodelor și tiristoarelor de putere fabricate de IPRS-BĂNEASA.

În capitolul 2 se trec în revistă principiile funcționării diodelor și tiristoarelor de putere. Tratarea urmărește — într-un mod accesibil, eliberat de constrîngeri teoretice excesive — punerea în evidență a fenomenelor fizice majore care stau la baza funcționării și a legăturii lor cu parametrii din foaia de catalog, legătură cu un puternic caracter biunivoc.

Capitolul 3 permite cititorului să arunce o privire asupra tehnologiei de fabricație. Domeniu de mare specializare, tehnologia de fabricație a componentelor semiconductoare este totodată și un loc al concentrării unor remarcabile eforturi științifice și tehnice din variate domenii, avînd un puternic caracter interdisciplinar. Acest capitol dă o imagine desigur simplificată, dar redusă la esență, a eforturilor extraordinare pe care le acoperă cu umbra ei o „banală" specificație de catalog.

Valorile limită absolută și valorile caracteristice fac obiectul capitolului 4. Un accent deosebit s-a pus în acest capitol pe mecanismele de defectare, deoarece înțelegerea acestor mecanisme constituie pentru orice utilizator o etapă esențială în folosirea unui dispozitiv semiconductor și o premisă a stabilirii dialogului cu fabricantul. În încheierea capitolului se prezintă cîteva din problemele de care trebuie să țină seama fiecare utilizator atunci cînd pentru o aplicație dată își alege un dispozitiv semiconductor de putere.

Volumul I se încheie cu capitolul 5, consacrat descrierii metodelor și principiilor de măsurare și verificare a caracteristicilor. Din nou trebuie remarcat faptul că numai prin cunoașterea acestor principii și metode datele de catalog capătă o semnificație reală. Dată fiind relativa simplitate a metodelor descrise în acest capitol cititorul nu trebuie să rămînă cu ideea că ele epuizează problema testării dispozitivelor semiconductoare de putere, testare care se realizează în linia de fabricație pe instalații specifice, automate, de mare productivitate.

Materialul prezentat în capitolele 4 și 5 constituie minimul necesar pentru o utilizare rațională și eficientă a unui dispozitiv semiconductor de putere.

Volumul II se deschide cu o prezentare cu un caracter tutorial a configurațiilor tipice de aplicații (capitolul 6) în care își găsesc utilizarea diodele și tiristoarele de putere.

Capitolul 7 — Probleme critice în utilizare — *este un rezultat (mai neobișnuit, dar nu neașteptat) care integrează experiența de asistență tehnică practicată curent la IPRS-BĂNEASA.*

În capitolul 8 se abordează problema circuitelor de comandă pe poartă. În afara descrierii unor circuite discrete tipice, o pondere însemnată este acordată familiei de circuite integrate specializate pentru comanda tiristoarelor și triacelor produsă de IPRS-BĂNEASA.

Capitolul 9 prezintă performanțele și caracteristicile modulelor de putere, fabricate de IPRS-BĂNEASA, module care constituie fără nici o îndoială o soluție performantă tehnic și eficientă economic.

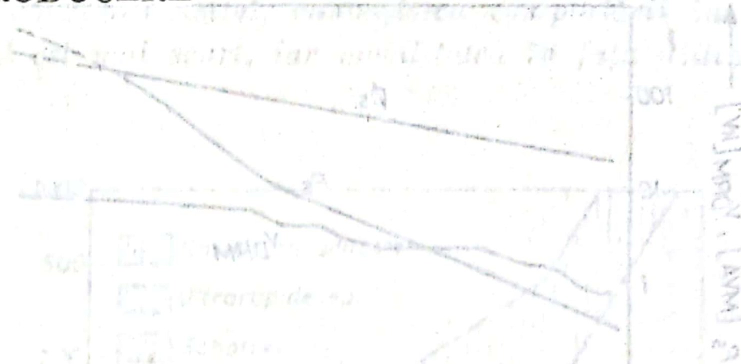
Acest manual de utilizare este rezultatul efortului unui colectiv de autori, specialiști de la IPRS-BĂNEASA și cadre didactice de la Institutul Politehnic București, care au interacționat puternic în vederea sistematizării și închegării unui mare volum de informații actuale, de încredere, minuțios verificate.

Apariția acestui manual de utilizare marchează atingerea unui nivel de dezvoltare a producției de dispozitive semiconductoare de putere caracterizat prin competivitate, performanță și deschidere spre nou.

Autorii speră ca această lucrare să se înscrie ca o nouă etapă în dialogul devenit tradițional între producătorii și utilizatorii de componente electronice și țin să mulțumească Editurii Tehnice pentru permanenta preocupare de a încuraja și de a dezvolta acest dialog.

31 martie 1989 **AUTORII**

INTRODUCERE



Dacă producerea în cantități suficiente a energiei este cheia de boltă a dezvoltării economice moderne, prelucrarea și transformarea energiei electrice în cadrul nenumăratelor aplicații diferite reprezintă o problemă de importanță nu mai puțin recunoscută. Confruntați cu dubla criză a energiei și a materiilor prime, oamenii s-au străduit să construiască instalații cît mai compacte și să piardă cît mai puțină energie în procesul de prelucrare. Supleţea și simplitatea sistemelor automate conduse prin mijloace de calcul electronic au determinat dezvoltarea unor generații de convertoare cu densitatea de putere* a energiei electrice prelucrate în continuă creștere. A urmat, firesc, eliminarea treptată a sistemelor greoaie de acționare, construite cu relee și contactoare electromecanice, reostate și autotransformatoare, tiratroane și redresoare cu arc în vapori de mercur ș.a. În locul lor s-au dezvoltat convertoare statice cu diode, tiristoare și tranzistoare de putere, ale căror performanțe fac posibilă o uriașă gamă de aplicații, de la transmiterea în curent continuu a energiei electrice la mari distanțe pînă la acționarea roboților.

Lucrarea de față își propune să facă cunoscute performanțele și limitările în utilizare ale diodelor și tiristoarelor de putere, insistînd asupra celor de fabricație românească. În mai multe capitole sînt prezentate acele aplicații pe care autorii le-au realizat și le consideră semnificative pentru folosirea corectă a dispozitivelor semiconductoare de putere în cele mai diferite situații.

Tiristorul, elementul cheie al acționărilor moderne, a fost inventat în anul 1955 de către John Moll în laboratoarele Bell Telephone din S.U.A. El a pătruns în industrie abia 10 ani mai tîrziu, cînd dezvoltarea extraordinară a tehnologiilor pe siliciu a permis obținerea de valori convenabile pentru raportul performanță/cost. În continuare, în timp ce numărul producătorilor a crescut continuu pentru a satisface nevoia de tiristoare și diode de putere, în laboratoare s-au „împins" tot mai departe performanțele statice și dinamice. În figura I este reprezentată, spre exemplificare, evoluția în timp a puterii de comutație (P_s), a tensiunii de blocare (V_{DRM}) și a diametrului structurii (Φ_{Si}) pentru tiristoarele de mare putere. Rafinarea tehnicilor de creștere a monocristalelor de siliciu spre diametre și grade de perfecțiune care păreau incredibile în urmă cu 15–20 ani, descoperiri atît de remarcabile cum este impurificarea controlată prin transmutație nucleară, au ridicat foarte sus și foarte repede nivelul performanțelor. Dispozitivele semiconductoare de putere acoperă un evantai larg de caracteristici și — implicit — destinații funcționale. Pentru exemplificare se prezintă domeniile specifice de utilizare pentru dispozi-

* Puterea maximă a convertorului raportată la greutatea acestuia (kW/kg).

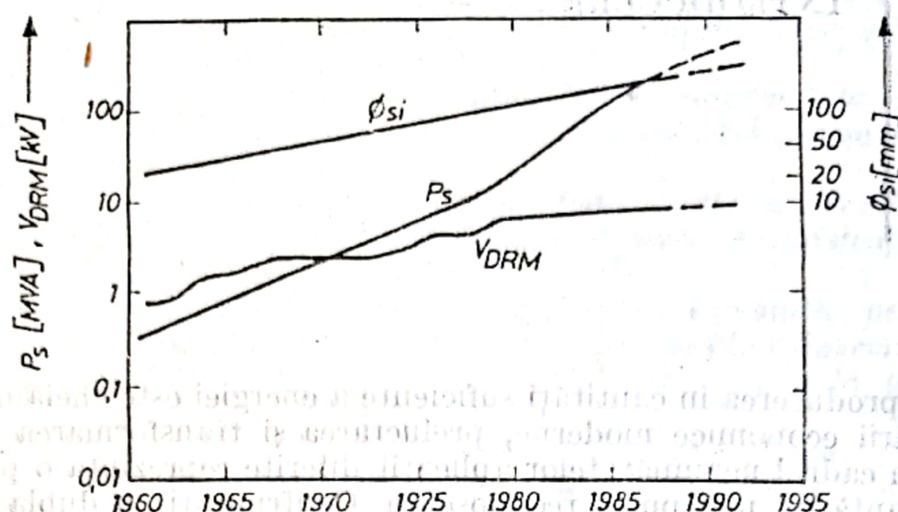


Fig. I. Evoluţia istorică a puterii de comutaţie (P_s), a tensiunii de blocare (V_{DRM}) şi a diametrului structurii (Φ_{SI}) pentru tiristoare de mare putere.

tivele rapide comandate (figura II), şi pentru diodele rapide realizate in trei tehnologii diferite (figura III).

În ţara noastră, primele preocupări în domeniul semiconductoarelor de putere au apărut în laboratoarele *ICPE*. Între anii 1965 şi 1970 s-au realizat prin tehnologie proprie la *IPRS-BĂNEASA* primele diode de putere din siliciu, de 50 A. În anul 1970 s-a înfiinţat secţia de diode a cărei producţie a început cu patru familii de diode de putere, avînd curenţii de conducţie cuprinşi între 1 A şi 350 A, iar tensiunile de blocare pînă la 1600 V. În anul 1975 s-a început fabricaţia primelor tiristoare, avînd curenţi de conducţie pînă la 200 A şi tensiuni de blocare pînă la 1200 V.

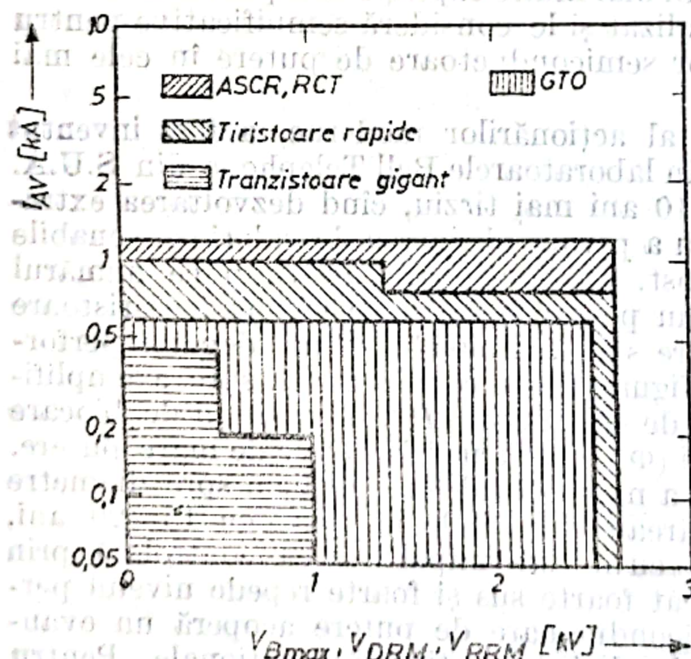


Fig. II. Domeniile specifice de utilizare în curent mediu (I_{AV}) şi tensiune de blocare ($V_{B\,max}$, V_{DRM}, V_{RRM}) pentru dispozitivele rapide comandate.

În cei peste 18 ani de existenţă Secţia 2300 — Diode şi tiristoare, din *IPRS-BĂNEASA*, şi-a diversificat rapid producţia acoperind astăzi o gamă completă de dispozitive între 1 A şi 1600 A, cu tensiuni de blocare

depăşind 3000 V. În paralel cu eforturile de modernizare a tehnologiilor dispozitivelor semiconductoare, s-a format şi un *puternic grup de aplicaţii, caracterizare şi fiabilitate*. Astfel, *cunoaşterea comportării în funcţionare se face pe drumul cel mai scurt, iar mobilitatea în faţa utilizatorilor este maximă.*

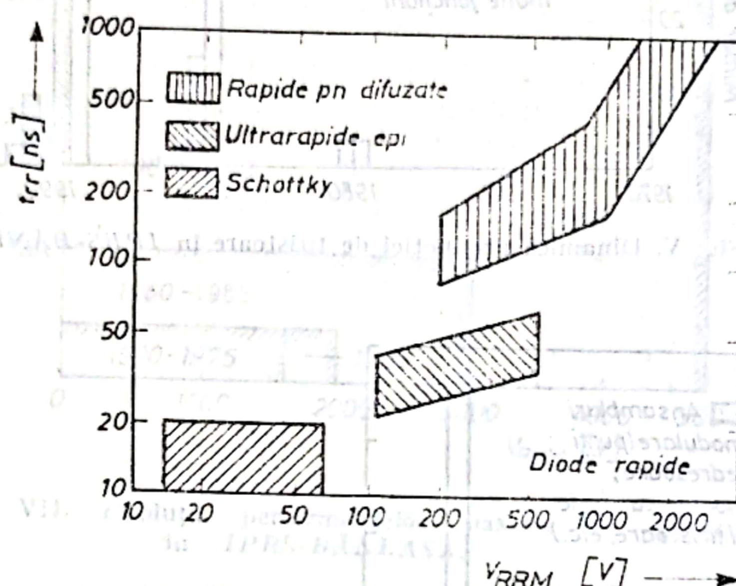


Fig. III. Domeniile specifice de utilizare privind timpul de comutare (t_{rr}) şi tensiunea inversă de blocare (V_{RRM}) pentru diode rapide difuzate, diode ultrarapide epitaxiale şi diode Schottky de putere.

Dezvoltarea în continuare a fabricaţiei de diode şi tiristoare are în vedere următoarele direcţii principale: *a) ameliorarea performanţelor şi fiabilităţii dispozitivelor existente; b) extinderea gamei caracteristicilor tehnico-funcţionale; c) promovarea ansamblurilor modulare cu diode şi tiristoare.*

Dinamica producţiei *IPRS-BĂNEASA* în domeniul diodelor şi tiristoarelor de putere este ilustrată în figurile IV—VI. Evoluţia performan-

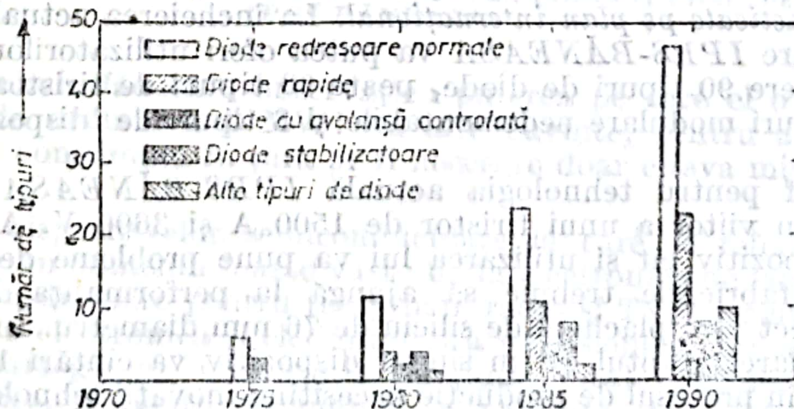


Fig. IV. Dinamica producţiei de diode de putere în *IPRS-BĂNEASA*.

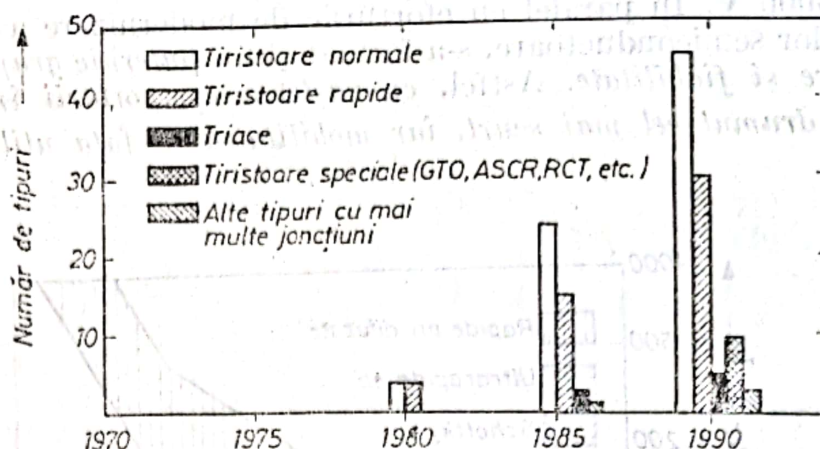


Fig. V. Dinamica producției de tiristoare în *IPRS-BĂNEASA*.

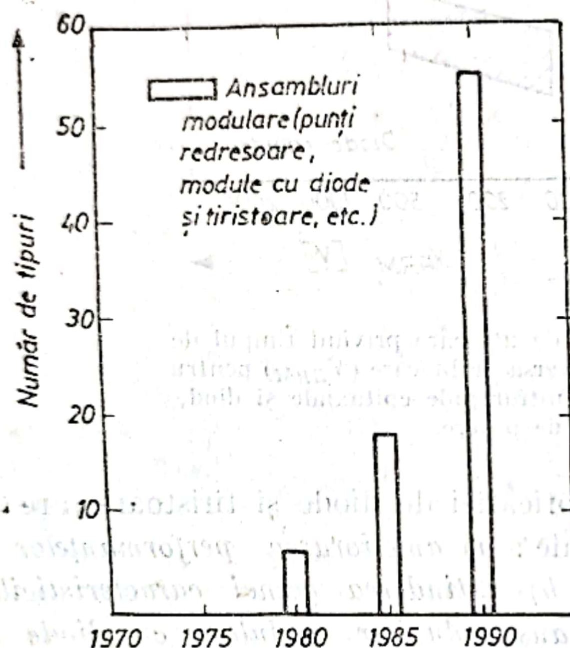


Fig. VI. Dinamica producției de ansambluri modulare nedemontabile (compacte) în *IPRS-BĂNEASA*.

ţelor maxime este prezentată în figurile VII şi VIII. *Este evidentă tendința de diversificare în scopul satisfacerii întregului spectru de funcții şi performanţe solicitate de beneficiari, cu respectarea standardizării şi tipizării practicate pe plan internațional.* La încheierea actualului program de dezvoltare *IPRS-BĂNEASA* va putea oferi utilizatorilor de dispozitive de putere 90 tipuri de diode, peste 90 tipuri de tiristoare, 55 tipuri de ansambluri modulare nedemontabile şi 3 tipuri de dispozitive de protecție.

Ca vîrf pentru tehnologia actuală *IPRS-BĂNEASA* îşi propune realizarea în viitor a unui tiristor de 1500 A şi 3600 V. Atît realizarea acestui dispozitiv cît şi utilizarea lui va pune probleme deosebite. Tehnologia de fabricație trebuie să ajungă la performanța de a nu avea nici un defect pe o plachetă de siliciu de 76 mm diametru. În acelaşi timp trebuie remarcat faptul că un singur dispozitiv va cîntări 1,5 kg, manipularea lui în procesul de producție necesitînd inovații tehnologice majore. La beneficiar vor trebui rezolvate problemele legate de evacuarea puterii disipate de aproximativ 3 kW din fiecare dispozitiv. În legătură cu acest

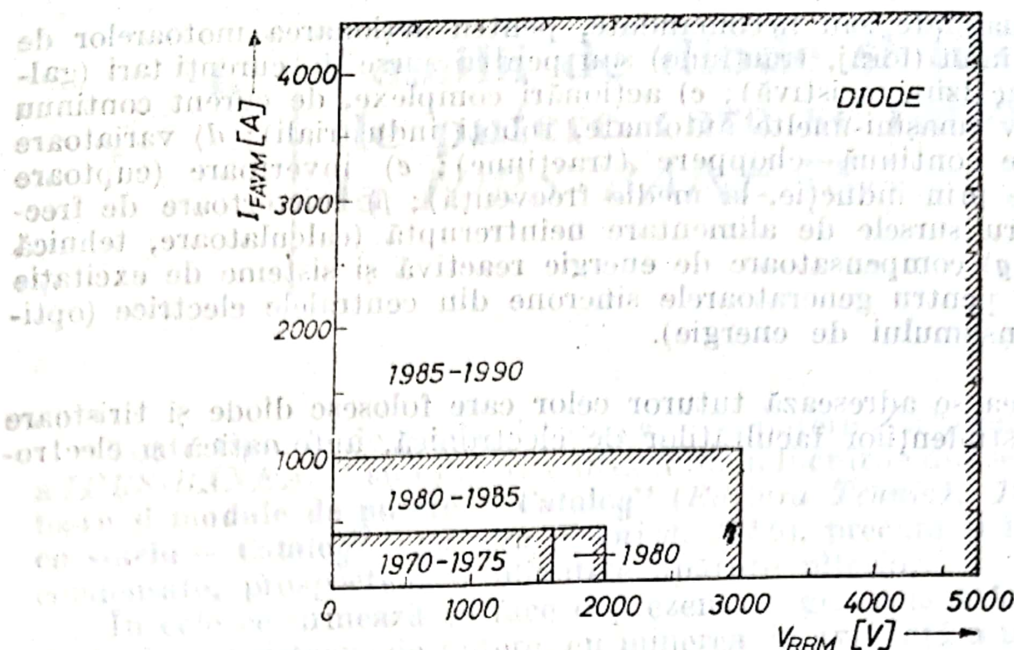


Fig. VII. Evoluţia performanţelor maxime ale diodelor în *IPRS-BĂNEASA*.

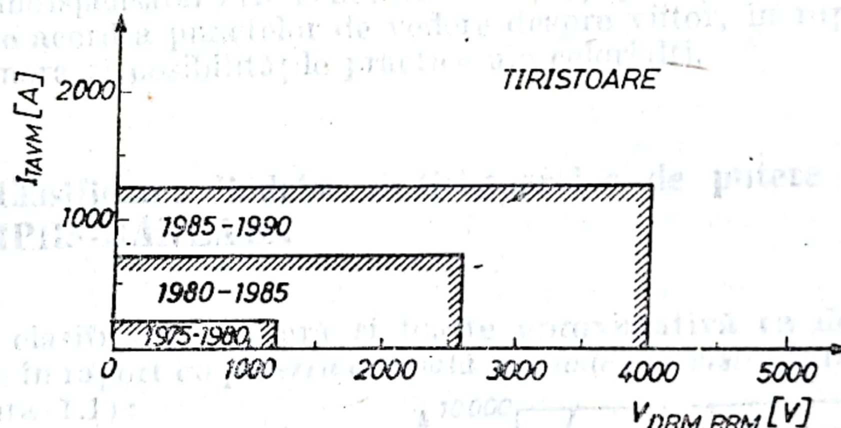


Fig. VIII. Evoluţia performanţelor maxime ale tiristoarelor realizate la *IPRS-BĂNEASA*.

tiristor mai trebuie făcută o observaţie: puterea pe care el o va putea controla este de ordinul a 2 MW! Cu alte cuvinte, pentru a controla întreaga putere consumată în ţară ar fi necesare doar cîteva mii de astfel de tiristoare.

Aplicaţiile dispozitivelor semiconductoare la care se referă această lucrare cuprind un domeniu foarte vast: de la electronica de larg consum (diode şi punţi redresoare pentru receptoare radio şi TV, precum şi autoturisme), pînă la electronica şi electrotehnica profesională de mare putere (diode şi tiristoare gigant, utilizate la tracţiune, foraj, centrale electrice, cuptoare electrice, instalaţii de sudură, galvanizare etc.). Printre principalele aplicaţii specifice ale diodelor şi tiristoarelor de putere se numără: *a*) surse de alimentare cu tensiune continuă, *b*) punţi redresoare de mare

putere, comandate sau necomandate, pentru acționarea motoarelor de curent continuu (foraj, tracțiune) sau pentru surse de curenți tari (galvanizare, încălzire rezistivă); *c*) acționări complexe, de curent continuu și alternativ (mașini-unelte automate, roboți industriali); *d*) variatoare de tensiune continuă—choppere (tracțiune); *e*) invertoare (cuptoare de încălzire prin inducție, la medie frecvență); *f*) convertoare de frecvență pentru sursele de alimentare neîntreruptă (calculatoare, tehnică medicală); *g*) compensatoare de energie reactivă și sisteme de excitație și protecție pentru generatoarele sincrone din centralele electrice (optimizarea consumului de energie).

Lucrarea se adresează tuturor celor care folosesc diode și tiristoare precum și studenților facultăților de electronică, automatică și electrotehnică.

1. Familii de diode și tiristoare de putere care se fabrică la *IPRS-BĂNEASA*

Toate tipurile de diode și tiristoare de putere din producția actuală a *IPRS-BĂNEASA* sînt descrise în detaliu în lucrările din seria β : **„Tiristoare și module de putere — Catalog"** (*Editura Tehnică, 1984*), **„Diode cu siliciu — Catalog"** (*Editura Tehnică, 1986*), precum și în cataloagele condensate, prospectele și pliantele apărute ulterior.

În cele ce urmează se face o prezentare generală a familiilor mari de diode și tiristoare de putere, cu punerea în evidență a unor elemente caracteristice, a căror cunoaștere permite utilizatorului o mai bună orientare în nomenclatorul atît de bogat al produselor *IPRS-BĂNEASA*. Sînt menționate, de asemenea, produsele noi aflate în fazele de cercetare-dezvoltare, împreună cu unele date preliminare. Acestea sînt utile pentru dialogul indispensabil atît beneficiarilor cît și producătorilor, în vederea punerii de acord a punctelor de vedere despre viitor, în raport cu necesitățile unora și posibilitățile practice ale celorlalți.

1.1. Clasificarea diodelor și tiristoarelor de putere produse de IPRS-BĂNEASA

• O clasificare, primară și foarte aproximativă ca delimitare, se poate face în raport cu *puterea disipată de diode și tiristoare în funcționare* (vezi figura 1.1):

(*a*) dispozitive de mică putere (pînă la 5...10 W);

(*b*) dispozitive de medie putere (pînă la 50...100 W);

(*c*) dispozitive de mare putere (peste 100 W).

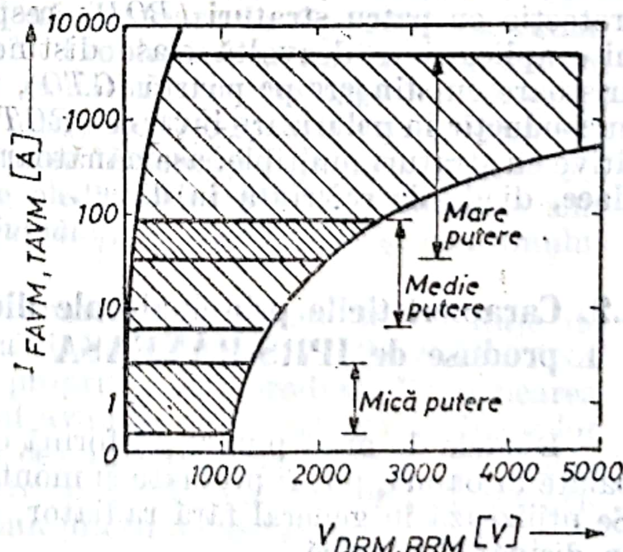


Fig. 1.1. Delimitarea aproximativă a domeniului de curenți de conducție și tensiuni de blocare pentru diodele și tiristoarele de mică, medie și mare putere din fabricația *IPRS-BĂNEASA*.

Acest criteriu, aparent strict convențional, are totuși meritul de a grupa în fiecare categorie o serie de elemente comune esențiale : tehnologia de fabricație, construcția propriu-zisă, valorile parametrilor electrici și termici, aspectele specifice în utilizare. Diversitatea produselor se bazează pe alegerea materialului inițial (monocristalul de siliciu), dimensionarea

structurii semiconductoare, opţiunea pentru o capsulă adecvată şi adoptarea soluţiilor de realizare tehnologică.

• Un alt criteriu de clasificare se referă la *tipul de capsulă* utilizat. Cea mai mare parte a diodelor şi tiristoarelor de putere se realizează în varianta discretă (un singur dispozitiv într-o capsulă). Capsulele utilizate sînt de tip metal-ceramică, metal-sticlă sau metal-plastic, în funcţie de dielectricul care izolează electrozii metalici ai capsulei, asigurînd şi etanşeitatea acesteia. În comparaţie cu capsulele bazate pe material plastic, capsulele cu ceramică sau sticlă au, în general, o comportare superioară în condiţii de exploatare mai grele, fiind recomandate mai ales în aplicaţii profesionale cu solicitări deosebite în funcţionare.

O tendinţă modernă de reducere a gabaritelor şi costurilor unor montaje tipice standard constă în realizarea într-o capsulă unică a unor ansambluri modulare cu mai multe diode şi/sau tiristoare (module compacte cu diode şi tiristoare, punţi redresoare ş.a.). Acestea sînt în cele mai multe cazuri nedemontabile, constituind — în definitiv — nişte circuite hibride mai simple.

În fine, în scopul preluării economice a unor atribuţii ale utilizatorului, producătorul de componente oferă şi ansambluri demontabile cu caracter mai complex (cum ar fi punţile industriale de mare putere). Uneori, montarea la producător a unor astfel de ansambluri demontabile este obligatorie pentru conservarea performanţelor de dispozitiv garantate (de exemplu în cazul ansamblurilor de răcire pentru capsule disc, a căror strîngere controlată pe radiator impune precauţii deosebite).

• Clasificarea *funcţională* a diodelor şi tiristoarelor de putere ţine cont de *destinaţia operaţională* specifică a acestora. Astfel, diodele şi tiristoarele **normale** sînt utilizate la frecvenţe de lucru joase. Pentru frecvenţe mai ridicate se recomandă diodele şi tiristoarele **rapide**. În comutaţie sînt folosite diodele **ultrarapide** şi diodele **Schottky**. Diodele **Zener** sînt destinate pentru stabilizarea tensiunii. Protecţia împotriva unor supratensiuni accidentale în blocare se poate asigura cu ajutorul **diodelor cu avalanşă controlată**, diodelor **supresoare**, dispozitivelor de protecţie cu **patru straturi** (*BOD*), respectiv **varistoarelor**. Pentru anumite aplicaţii se dezvoltă clase distincte de tiristoare speciale: **triace**, **tiristoare cu stingere pe poartă** (*GTO*), tiristoare **asimetrice** (*ASCR*) sau **cu conducţie în polarizare inversă** (*RCT*). În fine, se fabrică şi alte dispozitive cu straturi multiple, asemănătoare din punct de vedere tehnologic: **diace**, diode **de referinţă în direct**.

1.2. Caracteristicile principale ale diodelor şi tiristoarelor de putere produse de IPRS-BĂNEASA

Diodele de mică putere au formă cilindrică şi terminale axiale. Ambalate în bandă, pot fi preluate şi montate pe cablaj cu maşini automate. Se utilizează în general fără radiator, conexiunea preluînd rolul esenţial în disipaţia termică.

Diodele de medie putere, ca şi tiristoarele de mică şi medie putere necesită montarea pe radiator (prin înşurubare, presare sau strîngere) în scopul utilizării lor la capacitate maximă.

Puterile mari disipate în funcționare ca și folosirea în echipamente supuse unor solicitări deosebite (foraj, tracțiune feroviară, metalurgie etc.) ridică pentru dispozitivele de mare putere probleme constructive speciale. Evacuarea căldurii pentru menținerea structurii semiconductoare în limitele de temperatură prescrise reprezintă dificultatea esențială. În consecință se acordă atenție maximă contactelor ferme în lanțul: structură—capsulă—radiator, precum și proiectării atente a echipamentului, pentru evitarea supraîncălzirilor. Se remarcă prezența a două soluții constructive : *a*) capsule cu *răcire pe o singură față* ; *b*) capsule cu *răcire pe ambele fețe* (*disc*). Capsulele disc permit o mai bună exploatare a elementului semiconductor prin evacuarea căldurii pe o suprafață dublă în raport cu răcirea pe o singură față. O problemă specifică suplimentară, legată de costul ridicat al dispozitivelor de mare putere și al echipamentelor în care funcționează acestea, constă în abordarea unor măsuri adecvate de protecție împotriva semnalelor electrice parazite inevitabile, care pot conduce la distrugerea dispozitivului.

Punțile redresoare monofazate sînt încapsulate în plastic și se utilizează fără radiator (pînă la 4 A) sau cu radiator (peste 4 A). Diodele din punte sînt izolate electric de exteriorul capsulei. Punțile redresoare trifazate destinate aplicațiilor auto prezintă soluții constructive adaptate geometriei impuse de forma și gabaritul alternatorului. Aceste ansambluri sînt supuse unor condiții dificile de răcire și ciclare termică, ceea ce a presupus adoptarea unor soluții tehnice deosebite pentru optimizarea disipației termice și creșterea rezistenței la „oboseală termică". În ultima vreme în locașul strîmt al alternatorului se montează, împreună cu puntea redresoare propriu-zisă, un mic ansamblu pentru alimentarea înfășurării de excitație (de exemplu *4PT2*), și eventual chiar regulatorul electronic al curentului de încărcare. Punțile auto pot fi utilizate și în montaje obișnuite de redresare trifazică, cu condiția respectării limitelor corespunzătoare la încărcarea în curent.

Necesitatea răcirii diodelor și tiristoarelor de putere prin convecție naturală sau forțată a condus la elaborarea unei game variate de radiatoare, cele mai multe fiind profile de aluminiu. Neajunsul principal îl reprezintă dimensiunile mari ale ansamblului dispozitiv-radiator. Spre exemplu, montarea în antiparalel a două tiristoare de tip *T63N* pe radiatoare *KNF* are un volum de 880 cm^3. Problema s-ar rezolva mai simplu fixînd ambele tiristoare pe același radiator, dar izolarea lor electrică împiedică acest lucru. Construcția modulelor compacte dă un răspuns ideal celor arătate mai sus prin montarea în aceeași capsulă a două structuri conectate anod-catod și izolate electric de radiator. Modulele sînt fixate pe un singur radiator, cu *înjumătățirea* gabaritului și consumului de aluminiu pentru radiatoare.

Prin asamblarea diodelor și tiristoarelor de putere în montaje de redresare sau acționare la cererea beneficiarilor, *IPRS-BĂNEASA* s-a înscris între marii consumatori ai propriilor sale produse. Valorificarea superioară a acestora nu este singurul avantaj. Cunoașterea problemelor din „tabăra" utilizatorilor și reacția cea mai rapidă posibilă pe bucla structură semiconductoare — dispozitiv montat — utilizator sînt tot atîtea argumente în favoarea unui consum intern de astfel de produse.

O primă imagine asupra performanțelor diodelor și tiristoarelor de putere produse sau aflate în pregătire la *IPRS-BĂNEASA* este prezentată în figurile 1.2 și 1.3. Se remarcă acoperirea aproape completă a unei

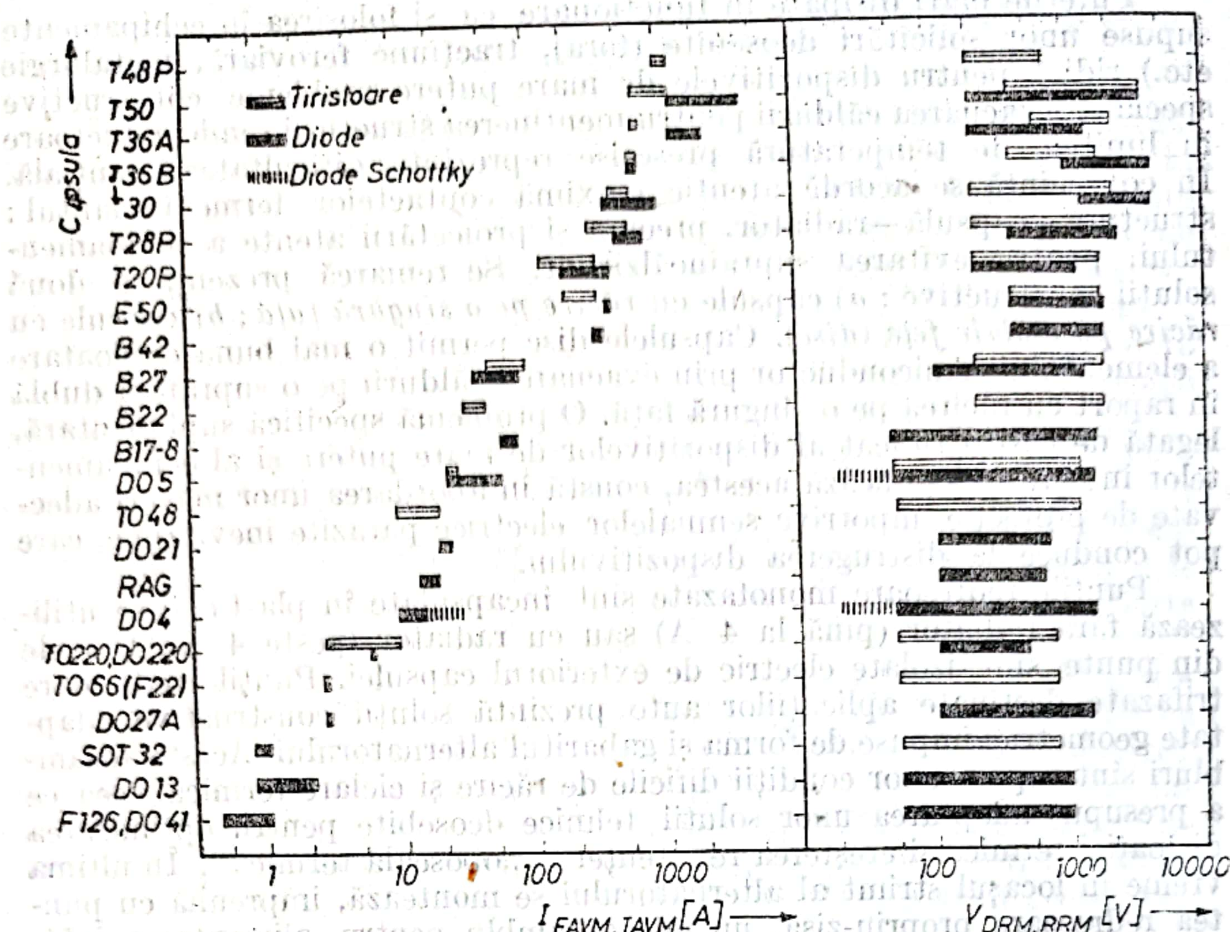


Fig. 1.2. Gamele de curenţi de conducţie şi tensiuni de blocare ale diodelor şi tiristoarelor fabricate în *IPRS-BĂNEASA*, în funcţie de capsulele utilizate.

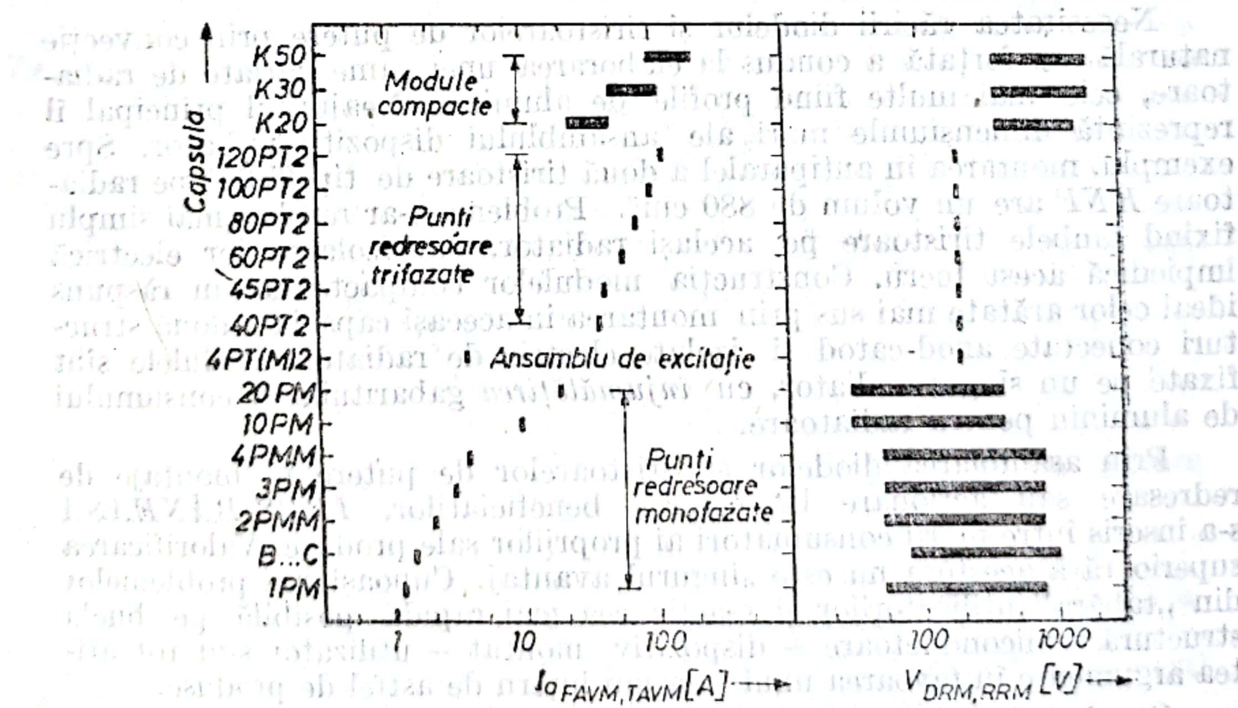


Fig. 1.3. Gamele de curenţi de conducţie şi tensiuni de blocare ale ansamblurilor modulare nedemontabile fabricate în *IPRS-BĂNEASA*, în funcţie de capsulele (variantele constructive) utilizate.

game foarte largi de valori de curenți de conducție (0,4...4400 A) și tensiuni de blocare (20...4800 V), precum și utilizarea a nu mai puțin de 41 tipuri de capsule. Trebuie subliniată, de asemenea, dezvoltarea unor noi familii de produse de strictă actualitate: diode ultrarapide, diode Schottky de putere, tiristoare speciale (*GTO*, *ASCR*, *RCT*), dispozitive de protecție (*BOD*, supresoare, varistoare), punți redresoare mulate în plastic, module compacte, etc. Unele realizări mențin *IPRS-BĂNEASA* în *avangarda producătorilor de dispozitive de putere*. Astfel, capsulele-disc din plastic sînt realizate de foarte puține firme în lume. Mai mult, *IPRS-BĂNEASA* a brevetat și va realiza în premieră dispozitivele de putere cu senzori integrați de temperatură, tensiune de blocare și curent. Utilizarea acestor senzori va permite evitarea ambalării termice din cauza contactelor imperfecte (senzor de temperatură), detectarea regimului de lucru și a supratensiunilor accidentale fără folosirea unor divizoare de tensiune de blocare compensate (senzor de tensiune de blocare) și determinarea regimului de conducție al dispozitivului la orice frecvență fără ajutorul șunturilor de curent neinductive (senzor de curent).

În *Tabelele 1.1...1.15* sînt listate tipurile de diode, tiristoare și ansambluri modulare aflate în fabricația curentă și în programul de dezvoltare ale *IPRS-BĂNEASA*, împreună cu performanțele esențiale și

Tabelul 1.1.

Diode redresoare normale.

Tip	I_{FAVM}(A)	V_{RRM}(V)	CAPSULA
F...07	0,75	50...800	*DO13*
1*N*4000	1	50...1000	*F126*, *DO41*
F...2	2	100...1000	*DO13*
*D3N**	3	100...1000	*DO27A*
6Si — P	6	100...500	*DO220*
D10; 16*N*	10;16	50...1600	*DO4*
RAG	15;20	100,200(..600*)	*RAG*
RA	20;25	100,200(..700*)	*DO21*
D25;32;40;50*N*	25;32;40;50	50...1600	*DO5*
D63; 80*N**	63; 80	50...1600	*B17—8*
K; *KS*; *KU*	40; 60; 90	100...1400	*B27*
D325; 355*N*, *R*	325; 355	400...2000	*B42*
D358; 408*N*	360; 410	400...1200	*T20P*
*D448N**	450	200...800	*T20P*
D400; 450*N*, *R*	400; 450	400...2000	*E50*
D500; 630*N*	500; 630	1400...3000	*T30*
*D629N**	630	3400...4800	*T30* (*T36B*)
D508; 628; 668*N**	510; 630; 670	1400...2800	*T28P*
D698; 798*N**	700; 800	800...1800	*T28P*
D800; 1000*N*	800; 1000	1400...2800	*T30*
D1300; 1600*N**	1300; 1600	200...2000	*T50*
D1308; 1608*N**	1310; 1610	200...1600	*T36A*
*D1800N**	1800	2000...4000	*T50*
*D2200N**	2200	2000...2800	*T50*
D1808; 2218*N**	1810; 2220	200...800	*T36A*
*D2500N**	2500	200...2000	*T50*
*D3200N**	3200	200...1600	*T50*
*D4400N**	4400	200...800	*T50*

* Produse în dezvoltare. Date preliminare.



Tabelul 1.2.

Diode cu avalanşă controlată

Tip	I_{FAVM}(A)	V_{RRM}(V)	V_{RA}(V)	P_{RSM}(kW)	Capsula
D1A	1	400...1200	450...2000	5...0,5	*F126*
F4AC	1	400...1000	450...1700	5...1	*DO13*
D10A	10	400...1000	450...1700	30...6	*DO4*
D16A	16	400...1400	450...2400	40...4	*DO4*
D25A	25	400...1400	450...2400	60...7	*DO5*
*D50A**	50	400... 800	450...1400		*DO5*
*D80A**	80	400... 800	450...1400		*B17−8*

* Produse în dezvoltare. Date preliminare.

Tabelul 1.3.

Diode rapide.

Tip	I_{FAVM}(A)	V_{RRM}(V)	t_{rr}(ns)	Q_s(µC)	Capsula
BA; *BAX*; *DRR*	0,4	100...1000	300; 400; 1000		*F126*
D2F	2	100...1200	1200		*DO27A*
BY 228	2	1500	1200		*DO27A*
6*DRR-P*	6	100... 500	600		*DO220*
D10; 16*F*	10; 16	50...1000	600		*DO4*
D10; 16*AF**§	10; 16	1000	600		*DO4*
*D25AF**§	25	1000	600		*DO5*
D25; 322 40*F*	25; 32; 40	50...1000	600; 800; 800		*DO5*
D178; 208*S**	180; 210	200...1400		60	*T20P*
*D408S**	410	200... 800		120	*T20P*
D508; 628*S**	510; 630	400...1400		120	*T28P*
*D690S**	690	1800...2400		400	*T30*(*T36B*)
D400; 495; 630*; 800**S*	400; 495; 630*; 800*	1200...2600		360; 360 400; 700	*T30*

* Produse în dezvoltare, Date preliminare
§ Diode rapide cu avalanşă controlată

Tabelul 1.4.

Diode ultrarapide

Tip	I_{FAVM}(A)	V_{RRM}(V)	t_{rr}(ns)	Capsula
*D10X**	10	50...200	50	*DO220*
*D16X**	16	50...200	50	*DO4*
*D25X**	25	50...200	50	*DO5*

* Produse în dezvoltare. Date preliminare.

Tabelul 1.5.

Diode Schottky

Tip	I_{FAVM}(A)	V_{RRM}(V)	Capsula
*DS*20 ; 30*S**	20 ; 30	20...45	*DO*4
*DS*50 ; 60*S**	50 ; 60	20...45	*DO*5

* Produse în dezvoltare. Date preliminare.

Tabelul 1.6

Diode Zener.

Tip	V_{ZT}(V)	*P*(W)	Capsula
PL	3,3...200	1	*F*126
1*N*3000*B*	6,8...200	1	*DO*13
5*DZ**	3,3...200	5	*DO*27*A*
10*DZ*—*P*	12...180	10	*DO*220
10*DZ*	6,8...180	10	*DO*4
20 ; 50*DZ*	6,8...180	20 ; 50	*DO*5

Tabelul 1.7

Dispozitive de protecție.

Tip	V_{BO}(V)	V_{AO}(V)	V_{RMS}	Capsula	Observații
*BOD**	400...1000		—	*DO*220	Dispozitiv cu 4 straturi (*pnpn*)
*DSAS**	—	500...1600	—	*B*27	Diodă dublu-supresoare (*pnp*)
*BOV**	—	—	60...550		Varistor

* Produse în dezvoltare. Date preliminare.

Tabelul 1.8

Tiristoare normale

Tip	I_{TAVM}(A)	$V_{DRM,RRM}$(V)	Capsula
1	2	3	4
*T*08 ; 1*N*	0,8 ; 1	50...800	*SOT* 32
*T*3*N*	3	50... 800	*TO*66 (*F*22)
*T*3 ; 6 ; 10**N*—*P*	3 ; 6 ; 10*	50... 800	*TO*220
*T*10 ; 16 ; 22*N*	10 ; 16 ; 22	50...1200	*TO*48
*T*25 ; 30*N*	25 ; 30	50...1200	*DO*5—*Ty*
*T*32 ; 40 ; 50*N*	32 ; 40 ; 50	200...1800	*B*22
*T*63 ; 80 ; 100*N*	63 ; 80 ; 100	400...1800	*B*27

Tabelul 1.8 (continuare)

1	2	3	4
*T*158 ; 198*N*	160 ; 200	400...1800	*T*20*P*
*T*258 ; 298*N**	260 ; 300	400...1400	*T*20*P*
*T*308*N**	310	2000...2400	*T*28*P*
*T*328*N**	330	200... 600	*T*20*P*
*T*200 ;250 ;320*N** ;350*N*	200 ; 250 ; 320 ; 350	400...1800	*E*50
*T*358 ; 408*N**	360 ; 410	400...1800	*T*28*P*
*T*455 ; 501*N*	455 ; 500	1600...2600	*T*30
*T*508*N**	510	600...1600	*T*28*P*
*T*600*N**	600	2600...4000	*T*50
*T*550 ; 630*N**	550 630	400...1800	*T*30
*T*628 ; 698*N**	630 ; 700	400...1800	*T*36*B*
*T*700*N*	700	1600...2800	*T*50
*T*718*N**	720	600...1400	*T*36*A*
*T*800 ; 860*N**	800 ; 860	2600...3600	*T*50
*T*1000*N*	1000	400...1800	*T*50
*T*1050*N**	1050	1600...2600	*T*50
*T*1250*N**	1250	400...1800	*T*50
*T*998 ; 1258*N**	1000 ; 1260	200.. 800	*T*48*P*

* Produse în dezvoltare. Date preliminare

Tabelul 1.9.

Tiristoare rapide

Tip	I_{TAVM}(A)	$V_{DRM,RRM}$(V)	t_q(μs)	Capsula
*T*1*K*	1	50... 800	10	*SOT*32
*T*3*R* ; *F*	3	50.. 800	10 ; 20	*TO*66(*F*22)
*T*3 ; 6 ; 10**F*— *P*	3 ; 6 ; 10*	50... 800	20	*TO*220
*T*10 ; 16 ; 22*R*	10 ; 16 ; 22	50...1200	20	*TO*48
*T*25 ; 30*R*	25 ; 30	50...1200	20	*DO*5— *Ty*
*T*32 ; 40*F**	32 ; 40	200...1300	18...30	*B*22
*T*50 ; 63 ; 80*F*	50 ; 63 ; 80	200...1300	18...30	*B*27
*T*158*S**	160	200...1300	18...30	*T*20*P*
*T*128 ; 168*F**	130 ; 170	200...1300	18...30	*T*20*P*
*T*178 ; 258*F**	180 ; 260	200...1300	18...30	*T*20*P*
*T*195 ; 290*F*	195 ; 290	200...1300	18...30	*E*50
*T*308*F**	310	200... 600	18...30	*T*20*P*
*T*318 ; 408*F**	320 ; 410	200...1300	18...30	*T*28*P*
*T*508 ; 598*F**	510 ; 600	200... 600	20...30	*T*28*P*
*T*600*F*	600	200...1300	18...40	*T*30
*T*500 ; 630*S**	500 ; 630	1200...2000	40...60	*T*30

* Produse în dezvoltare. Date preliminare.

Tabelul 1.10.

Triace.

Tip	I_{TRMSM}(A)	$V_{DRM,RRM}$(V)	Capsula
*TB*6 ; 10*N*	6 ; 10	200...600	*TO*220
*TB*16*N*	16	200...800	*TO*48
*TB*25*N**	25	50...800	*DO*5— *Ty*

* Produse în dezvoltare. Date preliminare

Tabelul 1.11

Diace.

Tip	I_{TRM}(A)	$V_{BO\ nom}$(V)	Capsula
DC	1,5	32 ; 38 ; 44 ; 50	*F*126

Tabelul 1.12

Module cu diode și tiristoare.

Tip	$I_{FAVM,TAVM}$(A)	$V_{DRM,RRM}$(V)	t_q(µs)	Q_s(µC)	Capsula
*MDD*32 ; 40 ; 50*N**	32 ; 40 ; 50	400...1600			*K*20
*MDD*63 ; 80 ; 100*N**	63 ; 80 ; 100	400...1800			*K*30
*MDD*125 ; 160 ; 200*N*	125 ; 160 ; 200	400...1800			*K*50
*MDD*32*S**	32	400...1400		25	*K*20
*MDD*45*S**	45	400...1200		10	*K*20
*MDD*121*S**	120	400...1400		45	*K*30
MDD 122*S**	120	400...1000		25	*K*30
MDT, *MTD*25 ;32 ;40 ;50*N**	25 ; 32 ; 40 : 50	400...1600			*K*20
MDT, *MTD*63 ; 80 ; 100*N**	63 ; 80 ; 100	400...1800			*K*30
MDT, *MTD*125 ; 160 ;210*N*	125 ; 160 ; 210	400...1600			*K*50
MDT, *MTD*32 ; 45*F**	32 ; 45	400...1100	30	25	*K*20
MDT, *MTD*100 ; 180*F**	100 ; 180	400...1300	30	45	*K*50
*MTT*25 ; 32 ; 40*N**	25 ; 32 ; 40	400...1600			*K*20
*MTT*50 ; 63 ; 80*N*	50 ; 63 ; 80	400...1800			*K*30
*MTT*125 ; 160 ; 210*N*	125 ; 160 ; 210	400...1600			*K*50
*MTT*45*F**	45	400...1100	30		*K*20
*MTT*100 ; 180*F**	100 ; 180	400...1300	30		*K*50

* Produse în dezvoltare. Date preliminare

Tabelul 1.13.

Punți redresoare monofazate.

Tip	I_0(A)	V_{RRM}(V)
1*PM*	1,2	50...800
B...*C*1500	1,5	80...1000
2*PM**	2	50...800
3*PM*	3	50...800
4*PM*	4	50...800
10*PM*	10	30...400
20*PM*	20	30...400

* Produse în dezvoltare. Date preliminare.

Tabelul 1.14

Punți redresoare trifazate și ansambluri de excitație.

Tip	I_0(A)	V_{RRM}(V)
4*PT*2	4	200
4*PTM*2	4	200
40*PT*2	40	200
45*PT*2	45	200
60*PT*2	60	200
80*PT*2*	80	200
100*PT*2*	100	200
120*PT*2—*I**	120	200
120*PT*2—*E**	120	200

* Produse în dezvoltare. Date preliminare

Tabelul 1.15.

Punţi industriale de mare putere.

Familia de punţi	V_a(V)	I_d(A)
MPTC(R) 220/1300	220	1300
MPTC(R) 220/1050	220	1050
MPTC(R) 380/1300	380	1300
MPTC(R) 380/850	380	850
MPTC(R) 440/1300	440	1300
MPTC(R) 440/850	440	850
MPTC(R) 500/1300	500	1300
MPTC(R) 500/850	500	850
MPTC(R) 750/1000	750	1000
MPTC(R) 750/850	750	850
MPTC(R) 825/1000	825	1000
MPTC(R) 825/850	825	850
MPTC(R) 900/1000	900	1000
MPTC(R) 900/650	900	650
*PT*350A/24V	24	350
PT 750A/24V	24	750
PT 2500A/24V	24	2500

capsulele aferente. În *Tabelul 1.16* sînt prezentate principalele ansambluri de răcire recomandate/oferite de producător şi parametrii termici ai acestora. În *ANEXA 3* din **volumul II** sînt prezentate capsulele utilizate în producţia de diode şi tiristoare de putere a *IPRS-BĂNEASA*.

Tabelul 1.16.

Ansambluri de răcire.

Tip	R_{thc-a} (°C/W)			Capsula
	Răcire cu aer		Răcire cu apă 5 l/min	
	Convecţie naturală	Convecţie forţată		
*H*200—30	0,28	0,073	—	*T*30
*H*200—50	0,27	0,049	—	*T*50
*KX*180—30	0,29	0,078	—	*T*30
*R*150—*E*50	0,4	0,11	—	*E*50
*WR*200—30	0,237	0,086	—	*T*30
*WS*150—*U*50	0,455	—	—	*T*50
*WS*300—*U*50	0,325	—	—	*T*50
*KX*180—50	0,28	0,062	—	*T*50
*BAB*30	—	—	0,029	*T*30
*BAB*50	—	—	0,024	*T*50

Caracteristicile constructive şi funcţionale ale tuturor dispozitivelor menţionate sînt aliniate la standardele internaţionale în vigoare, ceea ce face posibilă echivalarea acestor dispozitive cu produsele similare realizate de alţi producători de profil din lume.

Ca şi celelalte produse ale *IPRS-BĂNEASA* diodele, tiristoarele şi ansamblurile modulare de putere se pot realiza şi livra pentru: uz general, industrial sau profesional; în execuţie *THA*, navală sau pentru aviaţie; respectiv pentru larg consum sau uz didactic.

BIBLIOGRAFIE

1. *N. Iosif ş.a.*, **Tiristoare şi module de putere. Catalog. Editura Tehnică, Bucureşti, 1984.**
2. *P.Al. Dan ş.a.*, **Diode cu siliciu. Catalog. Editura Tehnică, Bucureşti, 1987.**

2. Principii ale funcționării diodelor și tiristoarelor de putere

A. DIODE

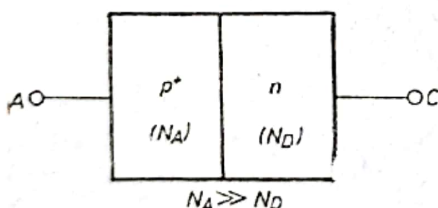
2.1. Principii generale de funcționare

2.1.1. Considerații generale

Diodele constituie o clasă de dispozitive semiconductoare cu două terminale avînd diferite destinații funcționale, care depind de geometria structurilor, precum și de condițiile externe de polarizare [1 ÷ 7].

Diodele semiconductoare de putere sînt utilizate în principal in regim de redresor [3 ÷ 7]. O astfel de diodă este formată dintr-o joncțiune semiconductoare *pn* (vezi figura 2.1). Dispozitivul prezintă o *rezistență de valoare redusă* la trecerea curentului în cazul *polarizării directe* (+ pe anod, — pe catod). La *polarizare inversă* (— pe anod, + pe catod) curentul prin diodă are o valoare redusă, dispozitivul prezentînd în acest caz o *rezistență de valoare foarte mare*.





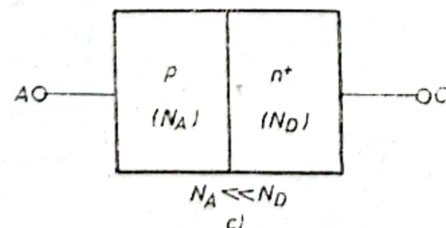


Fig. 2.1. (*a*) Simbolul diodei redresoare. (*b*) Joncțiune p^+n. (*c*) Joncțiune n^+p.

Diodele cu joncțiuni p^+n sau n^+p (vezi figura 2.1) se consideră în mod ideal ca avînd straturile semiconductoare constitutive dopate uniform. Joncțiunile se consideră a fi abrupte (tranziția de la stratul puternic dopat p^+ la n, respectiv de la n^+ la stratul p se efectuează abrupt) și asimetrice (concentrația de impurități în stratul puternic dopat este mult mai mare decît în stratul semiconductor slab dopat). Concentrația maximă de impurități în stratul semiconductor puternic dopat (N_A în p^+, respectiv N_D in n^+), se consideră a fi sub valoarea de 10^{19} atomi/cm^3. În acest caz semiconductorul este nedegenerat.

2.1.2. Caracteristica ideală curent (I) — tensiune (V)

Caracteristica curent (I) — tensiune (V) a unei diode ideale este exprimată

analitic prin relația [1 ÷ 7]

$$I = I_0(e^{qV/kT} - 1) \tag{2.1}$$

unde I_0 este curentul invers de saturație al diodei, V tensiunea aplicată pe dispozitiv, k constanta lui Boltzmann, q sarcina electronului și T temperatura; în mod uzual se notează $kT/q = V_T (V_T = 25{,}9$ mV la $T = 300$ K). Relația (2.1) este reprezentată în figura 2.2.

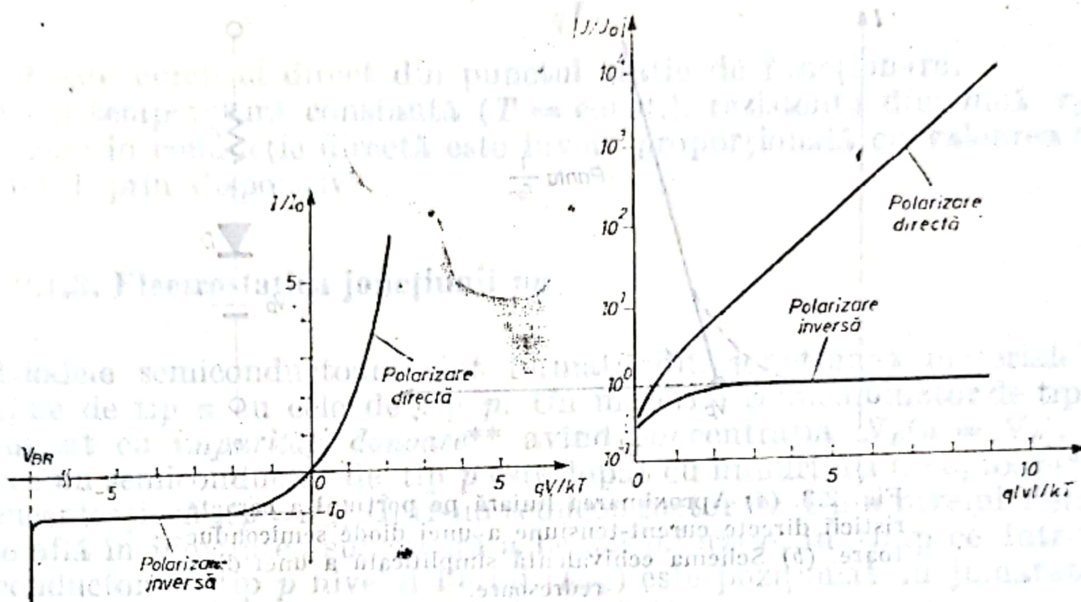


Fig. 2.2. Caracteristica ideală curent-tensiune a unei diode la scară liniară (*a*) și la scară semilogaritmică (*b*).

La **polarizări inverse** relativ mari ($|-V| \gg V_T$) $e^{qV/V_T} \approx 0$. În acest caz, din relația (2.1) se obține porțiunea inversă a caracteristicii $I-V$ (figura 2.2) exprimată analitic de

$$I = -I_0 \tag{2.2}$$

Din relația (2.2) rezultă că valoarea curentului care trece printr-o joncțiune ideală *pn*, polarizată invers cu o tensiune $|-V| \gg kT/q$, nu depinde de valoarea tensiunii inverse. Relația (2.2) exprimă deci *saturarea* curentului invers prin diodă la valoarea I_0.

Pentru tensiuni inverse aplicate egale sau superioare valorii V_{BR} (vezi figura 2.2), caracteristica $I-V$ a diodei se îndepărtează abrupt de la ecuația (2.2). La atingerea valorii critice (V_{BR}) a tensiunii inverse curentul prin dispozitiv crește brusc la valori foarte mari. Dioda se află în acest caz *în regiunea de străpungere* (*breakdown*).

În cazul **polarizării directe**, din punct de vedere practic, caracteristica $I-V$ se aproximează ca în figura 2.3.*a*. Locația tensiunii de prag, V_P se obține la intersecția cu axa tensiunilor (V) a dreptei care aproximează liniar caracteristica curent-tensiune. Tensiunea de prag V_P a unei diode este practic egală cu potențialul intern V_{bi} al joncțiunii respective (vezi § 2.1.3), avînd valori de 0,5 V...0,6 V pentru diodele din siliciu și 0,2 V...0,3 V pentru diodele din germaniu.



Din punct de vedere formal, o joncțiune *pn* în conducție directă avînd o caracteristică $I-V$ aproximată liniar, poate fi modelată prin schema echivalentă simplificată din figura 2.3.*b*. unde D este o diodă ideală care simbolizează conducția unidirecțională a dispozitivului, V_P tensiunea de prag prezentă prin tensiunea contra-electromotoare, care împiedică intrarea în conducție a dispozitivului pentru tensiuni directe $V < V_P$, r_{on} rezistența în conducție directă (*on*) a dispozitivului, care determină panta caracteristicii liniare $I-V$.

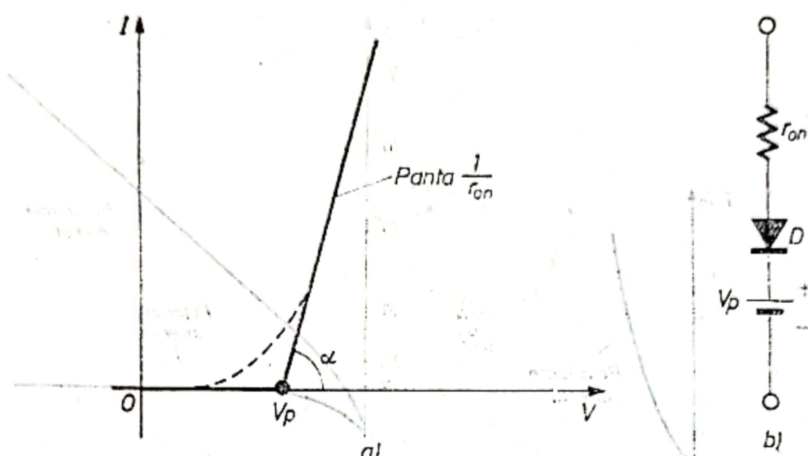


Fig. 2.3. (*a*) Aproximarea liniară pe porțiuni a caracteristicii directe curent-tensiune a unei diode semiconductoare. (*b*) Schema echivalentă simplificată a unei diode redresoare.

La polarizări inverse și tensiuni aplicate $V < V_{BR}$, dioda poate fi reprezentată printr-un rezistor r_{off} de valoare foarte mare ($r_{off} = V_R/I_0$). Valorile uzuale ale rezistenței r_{off} sînt de ordinul a zeci ... sute de MΩ.

Neglijînd în relația (2.1) unitatea față de exponențială*, tensiunea pe o diodă ideală în conducție directă se exprimă prin:

$$V_D \approx \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I}{I_0}\right) \tag{2.3}$$

Căderea de tensiune în direct V_D la un curent I = constant depinde de temperatură prin termenul (kT/q) și prin curentul I_0. Experimental, se constată că rata de creștere a curentului I_0 cu temperatura este de 7...8%/°C, ceea ce este echivalent cu dublarea valorii curentului I_0 la fiecare 10°C de creștere a temperaturii.

Coeficientul de variație a căderii de tensiune V_D cu temperatura la un curent direct constant (I = constant) este [1]

$$\frac{dV_D}{dT} = -2 \text{ mV/°C} \tag{2.4}$$

În cazul funcționării la semnal mic (variații mici în jurul unui punct de funcționare dat) interesează și rezistența dinamică (incrementală) r_D

---

* Neglijarea este justificată practic pentru orice joncțiune polarizată direct. Într-adevăr uin valoare minimă $V_D \approx 0,5$ V se obține la 300 K, $\exp(V/V_T) = \exp(0,5/0,0259) = 2 \times 10^8 \gg 1$.

definită de [5÷7].

$$r_D = \frac{dV}{dI} \tag{2.5}$$

Utilizînd relația (2.3) în (2.5) și neglijînd $I_0 (I_0 \ll I)$ se obține pentru cazul polarizării directe

$$r_D = \frac{kT}{qI} \tag{2.6}$$

unde I este curentul direct din punctul static de funcționare.

La o temperatură constantă (T = const.), rezistența dinamică r_D a unei diode în conducție directă este invers proporțională cu valoarea curentului I prin dispozitiv*.

2.1.3. Electrostatica joncțiunii *pn*

Diodele semiconductoare sînt formate din joncțiunea materialelor omonime de tip n cu cele de tip p. Un material semiconductor de tip n este dopat cu *impurități donoare*** avînd concentrația $N_D (n = N_D)$, în timp ce un semiconductor de tip p este dopat cu impurități acceptoare*** de concentrație $N_A (p = N_A)$. Într-un semiconductor de tip n nivelul Fermi E_{Fn} se află în jumătatea superioară a benzii interzise, în timp ce într-un semiconductor de tip p nivelul Fermi (E_{Fp}) este poziționat în jumătatea inferioară a benzii interzise (vezi figura 2.4).

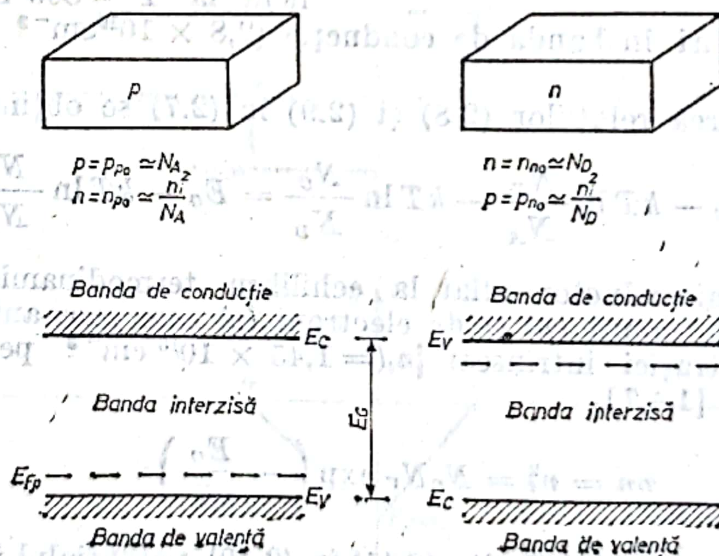


Fig. 2.4. Straturi semiconductoare izolate de tip p și n cu diagramele corespunzătoare ale benzilor energetice.

Într-o joncțiune *pn* aflată în echilibru termodinamic nivelul Fermi este constant (unic) în întreaga structură. O joncțiune *pn* se află la echili-

---

* La un curent $I = 26$ mA și $T = 300$ K ($kT/q = 26$ mV), $r_D = 1\Omega$.

** Elemente *pentavalente* (fosfor, arsen).

*** Elemente *trivalente* (galiu, bor, aluminiu).

bru termodinamic atunci cînd nu este supusă unor excitaţii externe (lumină, tensiune, variaţii de temperatură etc.).

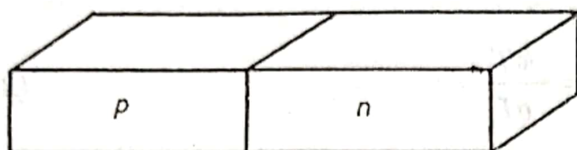
Zona de tranziţie a joncţiunii *pn* este caracterizată printr-o *diferenţă internă de potenţial* (*built-in potential*) V_{bi} (vezi figura 2.5).

$$qV_{bi} = E_G - E_1 - E_2 \quad (2.7)$$

unde E_G este lăţimea benzii interzise ($E_G = 1{,}12$ eV în siliciu la $T = 300$ K), iar [1÷3]

$$E_1 = E_V - E_F = kT \ln\left(\frac{N_A}{N_V}\right), \quad (2.8)$$

$$E_2 = E_F - E_C = kT \ln\left(\frac{N_D}{N_C}\right) \quad (2.9)$$



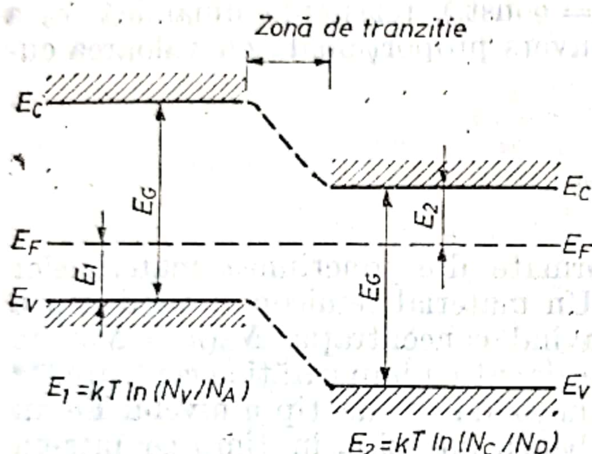


Fig. 2.5. Structura benzilor energetice într-o joncţiune *pn* la echilibru termodinamic.

În relaţiile (2.8) şi (2.9) N_A este concentraţia de impurităţi acceptoare în stratul *p*, N_D este concentraţia de impurităţi donoare în stratul *n*, N_V este densitatea de stări în banda de valenţă ($1{,}04 \times 10^{19}$ cm^{-3} în siliciu la $T = 300$ K), N_C este densitatea de stări în banda de conducţie ($2{,}8 \times 10^{19}$cm^{-3} în siliciu la $T = 300$ K).

Prin înlocuirea relaţiilor (2.8) şi (2.9) în (2.7) se obţine [1÷3]

$$qV_{bi} = E_G - kT\ln\frac{N_V}{N_A} - kT\ln\frac{N_C}{N_D} = E_G - kT\ln\frac{N_C N_V}{N_A N_D} \quad (2.10)$$

Într-un semiconductor aflat la echilibru termodinamic, produsul concentraţiilor de goluri (*p*) şi de electroni (*n*) este constant şi egal cu pătratul concentraţiei intrinseci n_i ($= 1{,}45 \times 10^{10}$ cm^{-3} pentru siliciu la $T = 300$ K) [1÷7].

$$pn = n_i^2 = N_C N_V \exp\left(-\frac{E_G}{kT}\right). \quad (2.11)$$

Înlocuind expresia lui E_G din (2.11) în (2.10) potenţialul intern V_{bi} se obţine sub forma [1÷7].

$$V_{bi} = \frac{kT}{q}\ln\left(\frac{N_A N_D}{n_i^2}\right) \quad (2.12)$$

Din relaţia (2.12) rezultă că pentru joncţiuni abrupte asimetrice ($N_A \gg N_D$ sau $N_D \gg N_A$), cu concentraţii ale stratului puternic dopat sub 10^{19}cm^{-3} şi la o temperatură T constantă, potenţialul intern V_{bi}, deci şi

pragul de deschidere V_P al diodelor (vezi § 2.1.2), crește odată cu creșterea dopării straturilor p (N_A) și/sau n (N_D).

Zona de tranziție a unei joncțiuni pn la echilibru termodinamic este caracterizată prin absența purtătorilor mobili de sarcină (electroni și goluri). Datorită concentrației lor mari, golurile din zona p adiacentă joncțiunii metalurgice difuzează în stratul n, lăsînd în urma lor sarcina

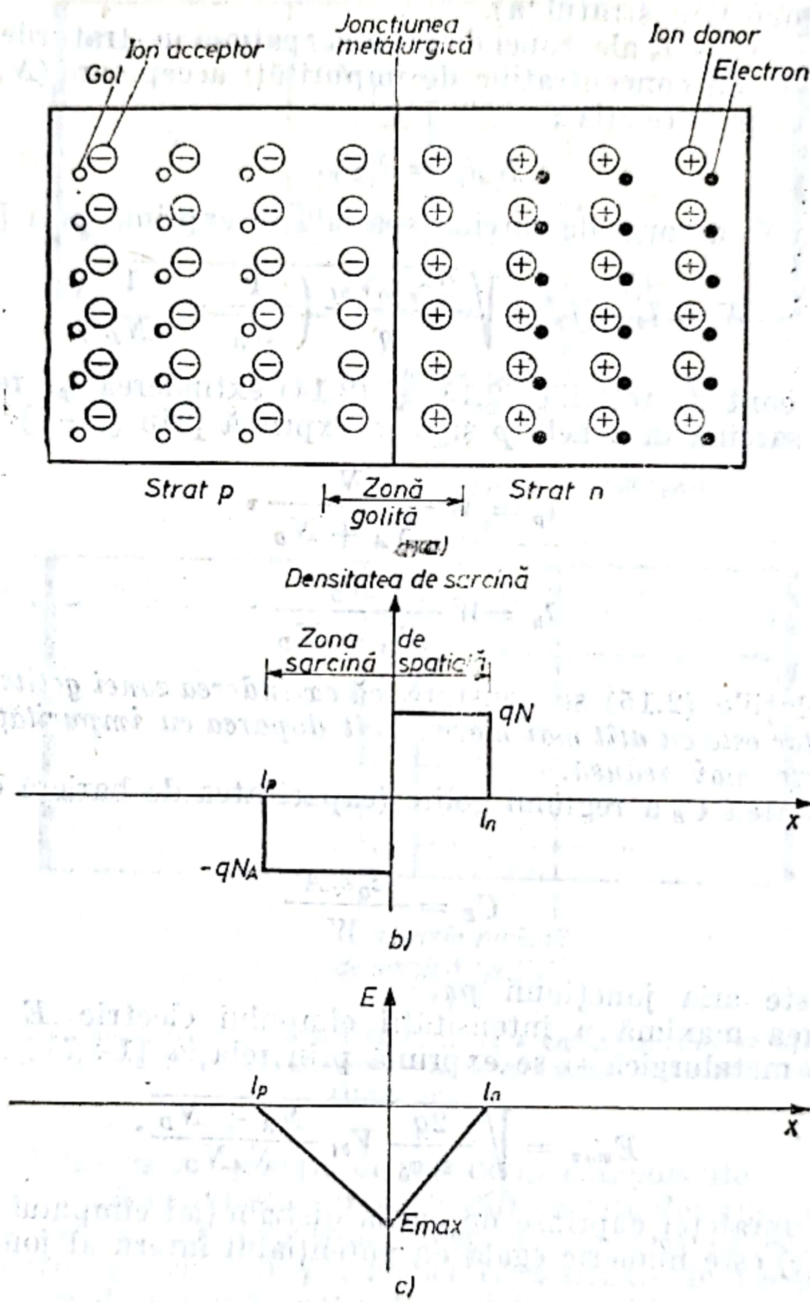


Fig. 2.6. Distribuțiile densității de sarcină (*b*) și ale intensității cîmpului electric E (*c*) într-o joncțiune pn (*a*) abruptă și asimetrică la echilibru termodinamic.

electrică (negativă) a ionilor acceptori necompensați, iar electronii din stratul n, aflați în proximitatea joncțiunii metalurgice, difuzează în zona p, dînd astfel naștere unei sarcini electrice (pozitive) a ionilor donori necompensați (vezi figura 2.6.*a*). Sarcina electrică a ionilor necompensați

din zonele p şi n adiaçente joncţiunii metalurgice (vezi figura 2.6.b) creează un cîmp electric de intensitate E (vezi figura 2.6.c). cu sensul de la sarcinile pozitive la cele negative (figura 2.6.a). Zona de tranziţie cu o lăţime tipică de $\approx 0{,}5$ µm poartă denumirea de *zonă golită* sau *regiune (zonă) de sarcină spaţială*. Părţile zonelor p şi n aflate în afara regiunii golite (de sarcină spaţială) sînt neutre, întrucît purtătorii mobili de sarcină (golurile şi electronii) compensează sarcina electrică a ionilor (acceptori în stratul p, donori în stratul n).

Frontierele l_p şi l_n ale zonei de sarcină spaţială în straturile p respectiv n sînt corelate cu concentraţiile de impurităţi acceptoare (N_A), respectiv donoare (N_D) prin relaţia:

$$N_A l_p = N_D l_n. \tag{2.13}$$

Lăţimea W a zonei de sarcină spaţială se exprimă prin [1÷7]

$$W = l_n + l_p = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s \varepsilon_0 V_{bi}}{q}\left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D}\right)}. \tag{2.14}$$

Ţinînd cont de relaţiile (2.13) şi (2.14) extinderea l_p, respectiv l_n a regiunii de sarcină în zonele p şi n se exprimă prin [1÷7]

$$l_p = W\frac{N_A}{N_A + N_D}, \tag{2.15.a}$$

$$l_n = W\frac{N_D}{N_A + N_D}. \tag{2.15.b}$$

Din relaţiile (2.15) se constată că *extinderea zonei golite într-un strat semiconductor este cu atît mai mare cu cît doparea cu impurităţi a stratului respectiv este mai redusă.*

Capacitatea C_B a regiunii golite (capacitatea de barieră este dată de [1÷7]

$$C_B = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_s A}{W} \tag{2.16}$$

unde A este aria joncţiunii pn.

Valoarea maximă a intensităţii cîmpului electric E se obţine la joncţiunea metalurgică şi se exprimă prin relaţia [1÷7]

$$E_{max} = \sqrt{\frac{2q}{\varepsilon_s \varepsilon_0} V_{bi} \frac{N_A + N_D}{N_A N_D}}. \tag{2.17}$$

Aria suprafeţei cuprinse de curba distribuţiei cîmpului electric (vezi figura 2.6.c) este numeric egală cu potenţialul intern al joncţiunii V_{bi}.

2.1.4. Joncţiunea pn la polarizare inversă

Fenomenele principale care au loc într-o joncţiune p^+n polarizată invers sînt ilustrate în figura 2.7.

Tensiunea inversă aplicată conduce la creşterea lăţimii W a regiunii de sarcină spaţială a joncţiunii, care „susţine” tensiunea aplicată $|-V|$ (vezi §2.5).



În regiunea de sarcină spațială există un cîmp electric puternic (de ordinul $10^4 \ldots 10^5$ V/cm). În regiunile neutre din exteriorul regiunii de sarcină spațială nu există cîmp electric important.

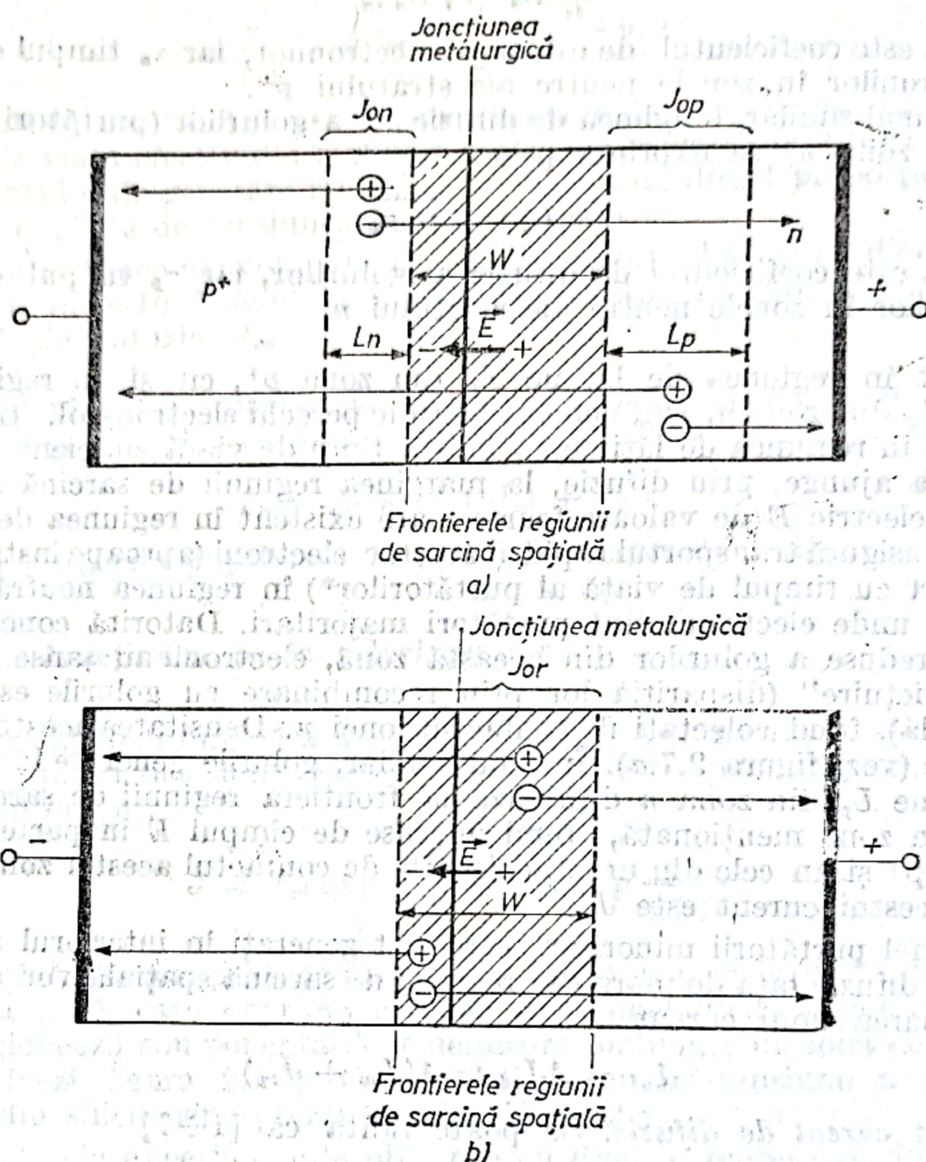


Fig. 2.7. Ilustrarea modalității de formare a componentelor de *difuzie* (*a*) și *generare-recombinare* (*b*) ale curentului invers printr-o joncțiune *pn* polarizată invers.

Curentul invers al joncțiunii are două componente.

O componentă denumită *curent de difuzie* este determinată de purtătorii mobili de sarcină (electroni, respectiv goluri) generați termic în regiunile neutre ale zonelor p^+, respectiv n situate în vecinătatea frontierelor regiunii de sarcină spațială (vezi figura 2.7).

Cealaltă componentă denumită *curent de generare* este determinată de purtătorii de sarcină generați în regiunea de sarcină spațială a joncțiunii.

Curentul de difuzie

În zona p^+ partea care contribuie la curentul invers are o extindere L_n față de marginea corespunzătoare a regiunii de sarcină spațială. L_n este

lungimea de difuzie a electronilor (purtători minoritari în stratul p^+) şi se exprimă prin

$$L_n = \sqrt{D_n \tau_n} \tag{2.18}$$

unde D_n este coeficientul de difuzie al electronilor, iar τ_n timpul de viaţă al electronilor în zonele neutre ale stratului p^+.

În mod similar, lungimea de difuzie L_p a golurilor (purtători minoritari) în zona n) se exprimă prin

$$L_p = \sqrt{D_p \tau_p} \tag{2.19}$$

unde D_p este coeficientul de difuzie al golurilor, iar τ_p timpul de viaţă al golurilor în zonele neutre ale stratului n.

Atît în regiunea de lăţime L_n din zona p^+, cît şi în regiunea de lăţime L_p din zona n, sînt generate termic perechi electron-gol. Electronii generaţi în regiunea de lăţime L_n au un timp de viaţă suficient de lung pentru a ajunge, prin difuzie, la marginea regiunii de sarcină spaţială. Cîmpul electric E de valoare foarte mare existent în regiunea de sarcină spaţială asigură transportul rapid al acestor electroni (aproape instantaneu, în raport cu timpul de viaţă al purtătorilor*) în regiunea neutră a stratului n, unde electronii sînt purtători majoritari. Datorită concentraţiei relativ reduse a golurilor din această zonă, electronii au şanse mari de „supravieţuire" (dispariţia lor prin recombinare cu golurile este puţin probabilă), fiind colectaţi de contactul zonei n. Densitatea acestui curent este J_{on} (vezi figura 2.7.*a*). În mod similar, golurile generate în regiunea de lăţime L_p din zona n difuzează la frontiera regiunii de sarcină spaţială din zona menţionată, fiind împinse de cîmpul E în partea neutră a zonei p^+ şi, în cele din urmă, colectate de contactul acestei zone. Densitatea acestui curent este J_{op}.

Astfel purtătorii minoritari care sînt generaţi în interiorul unei lungimi de difuzie faţă de marginea regiunii de sarcină spaţială vor contribui la formarea unui curent

$$I_{od} = AJ_{od} = A(J_{on} + J_{op}) \tag{2.20}$$

denumit *curent de difuzie*. Se poate arăta că [1÷7]

$$J_{od} = J_{on} + J_{op} = \frac{qD_n}{N_A L_n} n_i^2 + \frac{qD_p}{N_D L_p} n_i^2. \tag{2.21}$$

În cazul joncţiunii p^+n, cînd $N_A \gg N_D$, $J_{on} \ll J_{op}$ ceea ce implică $J_{od} \approx J_{op}$. Pentru o joncţiune n^+p $J_{on} \gg J_{op}$ şi $J_{od} \approx J_{on}$ întrucît $N_D \gg N_A$.

Valorile tipice ale densităţii curentului de difuzie la 300 K pentru diodele din siliciu sînt cuprinse în gama $10^{-12} \ldots 10^{-14}$ A/cm².

Curentul de generare

În regiunea de sarcină spaţială de lăţime W a joncţiunii concentraţia purtătorilor mobili de sarcină este mult redusă faţă de valoarea de echilibru (cîmpul împinge purtătorii afară din regiunea golită, ...

* Valorile timpului de tranzit al purtătorilor (≈ns) prin regiunea de sarcină spaţială sînt cu mult inferioare timpului de viaţă al purtătorilor (≈μs).

spre zona p iar electronii spre zona n). Ca urmare în regiunea de sarcină spațială apare o generare de purtători care determină formarea unui *curent de generare* care după cum se poate arăta este dat de relația [1÷7]

$$I_{or} = AJ_{or} = \frac{1}{2} q \frac{W}{\tau_{SC}} n_i A \quad (2.22)$$

unde (vezi figura 2.7.b) W este lățimea regiunii de sarcină spațială. τ_{SC} este timpul de viață efectiv din regiunea golită. Se remarcă faptul că densitatea curentului de generare-recombinare J_{or} a este direct proporțională cu W, deci depinde de tensiunea inversă aplicată.

Valorile tipice ale componentei J_{or} a curentului invers a diodelor din siliciu este de $\approx 10^{-9}$A/cm^2 la T=300 K, adică superioare celor ale componentei de difuzie J_{od}.

Curentul total printr-o joncțiune polarizată invers la o tensiune $|-V| < V_{BR}$ este dat de suma curenților de difuzie și de generare

$$I_R = AJ_R = A(J_{od} + J_{or}) \quad (2.23)$$

unde J_{od} și J_{or} sînt exprimate de (2.21), respectiv de (2.23).

2.1.5. Joncțiunea *pn* la polarizare directă

La polarizarea directă a unei joncțiuni (+ pe stratul p^+, — pe stratul n), caracteristica densitate de curent (J) — tensiune (V) se exprimă analitic prin [6].

$$J \approx J_{od} \exp \frac{qV}{kT} + J_{or} \exp \frac{qV}{2kT} \quad (2.24)$$

unde J_{od} și J_{or} sînt exprimate de relațiile (2.21), respectiv de (2.22). Față de relația (2.1), care exprimă caracteristica unei diode ideale, formula (2.24) înglobează componenta de generare-recombinare în zona de sarcină spațială (vezi figura 2.7.b). Caracteristicile curent-tensiune a diodelor practice din siliciu sînt prezentate în figura 2.8.

Rezultatele experimentale obținute cu diodele redresoare din siliciu se reprezintă de multe ori [6] sub următoarea formă*

$$J \sim \exp\left(\frac{qV}{\eta kT}\right) \quad (2.25)$$

unde η este *factorul de idealitate*** al diodei.

Valoarea 2 a factorului η se obține atunci cînd curentul de recombinare este dominant (porțiunea (a) a curbei din figura 2.8), iar valoarea 1 atunci cînd dominant este curentul de difuzie (curba (b) din figura 2.8). În cazul în care contribuțiile curenților de difuzie și de recombinare sînt comparabile, η are valori cuprinse între 1 și 2 ($1 < \eta < 2$).

* Relația (2.25) reprezintă o aproximare (pe un domeniu restrîns de variație a tensiunii) a relației (2.24).

** Față de caracteristica ideală $J \sim \exp(qV/kT)$.

La nivele mari de injecţie datorită apariţiei altor fenomene fizice η redevine egal cu 2 (vezi figura 2.8.).

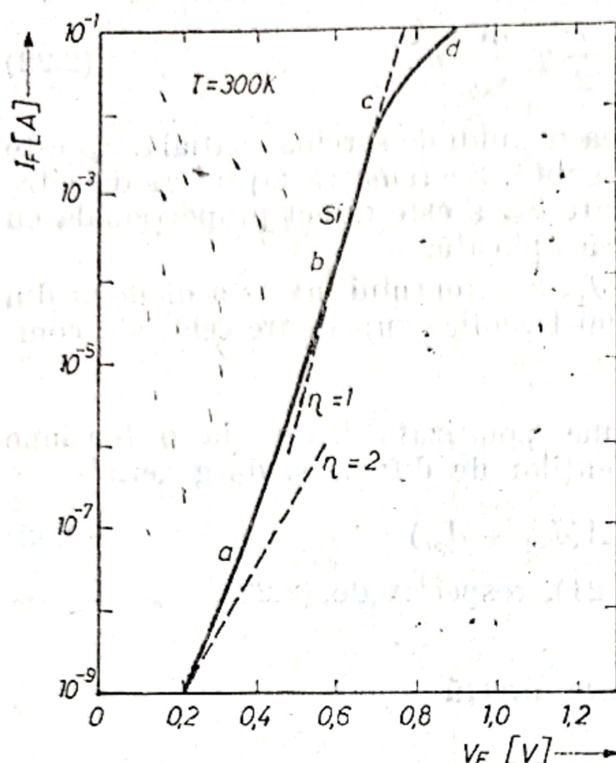


Fig. 2.8. Prezentarea la scară semilogaritmică a caracteristicilor $I-V$ ideale şi reale ale joncţiunilor (diodelor) *pn* din siliciu. Pe caracteristica directă curent-tensiune a diodelor reale: (*a*) este regiunea în care curentul de generare-recombinare este dominant; (*b*) este regiunea în care curentul de difuzie este preponderent; (*c*)—(*d*) este regiunea caracteristică nivelului mare de injecţie.

2.1.6. Străpungerea joncţiunii *pn*

Tensiunea inversă V_R aplicată pe o joncţiune *pn* (vezi figura 2.9) conduce la extinderea regiunii de sarcină spaţială, ca urmare a îndepărtării purtătorilor mobili de sarcină din vecinătatea joncţiunii metalurgice. Bilanţul sarcinii ionilor necompensaţi de ambele părţi ale joncţiunii (figura 2.9)

$$N_D l_n = N_A l_p \qquad (2.26)$$

implică extinderea cu preferinţă a frontierei regiunii de sarcină spaţială în stratul slab dopat. Astfel, pentru o joncţiune p^+n (figura 2.9), $l_n \gg l_p$, întrucît $N_D \ll N_A$. Regiunea de sarcină spaţială, care „susţine" (blochează) tensiunea inversă aplicată V_R, are o lăţime cu atît mai mare cu cît valoarea tensiunii V_R este mai mare.

La aplicarea unei tensiuni inverse de valoare suficient de mare joncţiunea semiconductoare se străpunge: structura *pn* îşi pierde proprietăţile de redresare, curentul invers crescînd foarte mult (vezi figura 2.8). Există următoarele mecanisme de străpungere a unei joncţiuni *pn* [1÷7]:

a) Străpungerea prin avalanşă (sau ionizare prin şoc);

b) Străpungerea prin pătrundere sau atingere (punch-through sau reach-through);

c) Străpungerea Zener (prin tunelare).

Străpungerea prin avalanşă are loc în principal datorită accelerării purtătorilor mobili de sarcină (electroni şi goluri) în zona de cîmp electric puternic din regiunea golită (de sarcină spaţială). Întrucît viteza de drift a purtătorilor ($v = \mu E$) este proporţională cu intensitatea cîmpului electric E, electronii şi golurile care traversează zona de sarcină spaţială (vezi figura 2.8) capătă o energie cinetică suficient de mare pentru ca în ciocnirile lor cu reţeaua cristalină a semiconductorului să smulgă din locul lor electronii atomilor de siliciu, formînd astfel noi perechi electron-gol. La rîndul lor, aceşti purtători nou creaţi vor putea ioniza într-un mod asemănă-

tor alți atomi de siliciu, creînd alte perechi electron-gol ș.a.m.d. Ca urmare a ionizărilor prin șoc curentul invers prin structura pn crește substanțial. Multiplicarea prin avalanșă a purtătorilor conduce în final la străpungerea joncțiunii. Valoarea critică a cîmpului electric E_{cr} în siliciu la care se poate produce procesul de multiplicare în avalanșă al purtătorilor este de $\approx 3 \times 10^5$ V/cm.

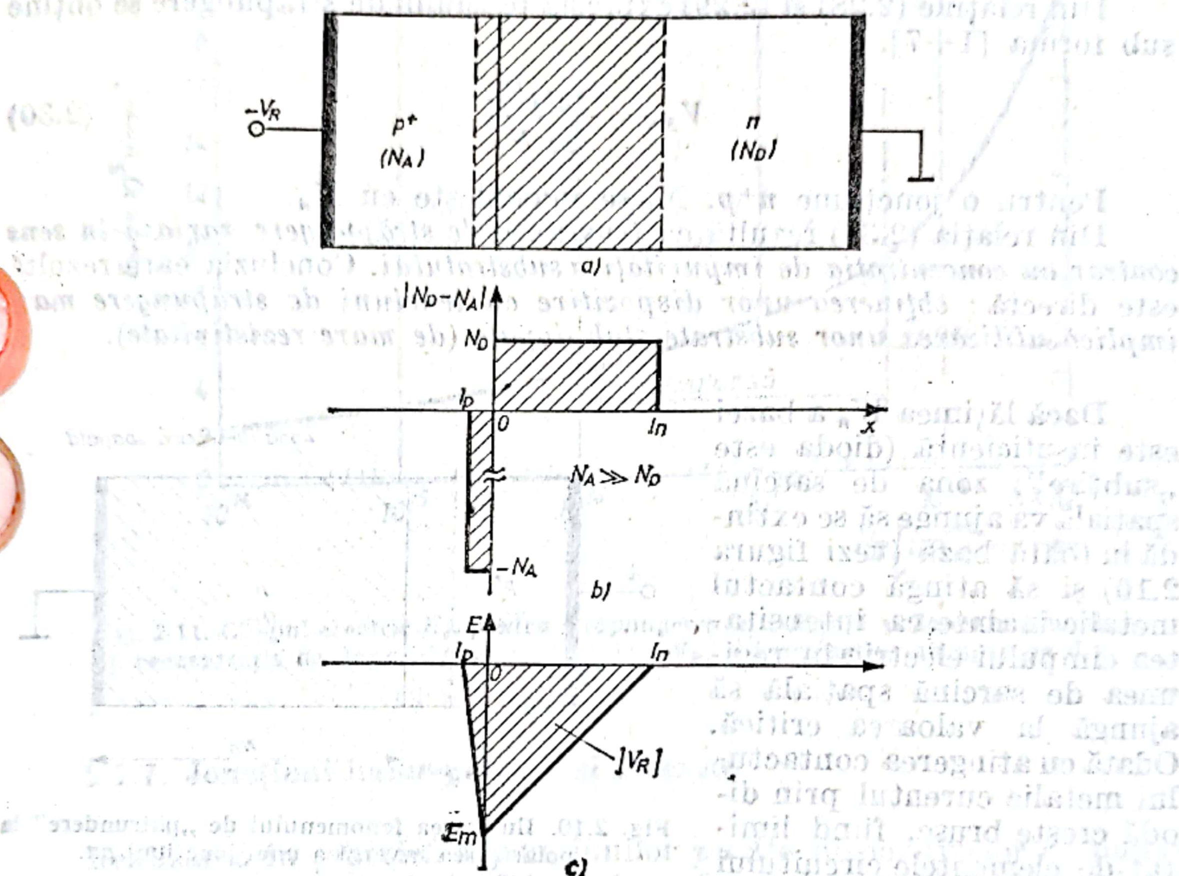


Fig. 2.9. Distribuțiile densității de sarcină (b) și ale intensității cîmpului electric E(c) într-o joncțiune p^+n(a), abruptă și asimetrică la polarizarea inversă.

Tensiunea de străpungere V_{BR} a unei joncțiuni pn se determină din considerentul potrivit căruia fenomenul de multiplicare în avalanșă are loc atunci cînd cîmpul maxim E_m din regiunea golită (figura 2.9) atinge o valoare critică E_{cr}.

Pentru o joncțiune p^+n abruptă, asimetrică (figura 2.7), în care extinderea zonei de sarcină spațială în stratul puternic dopat este redusă ($l_p \approx 0$), tensiunea inversă aplicată V_R este egală cu aria triunghiului avînd înălțimea E_m și baza $l(\approx l_n)$ [1÷7]:

$$V_R = \frac{E_m l_n}{2}. \tag{2.27}$$

Din egalarea valorii cîmpului maxim E_m cu valoarea cîmpului critic E_{cr} din (2.27) se obține

$$E_m = \frac{2V_{BR}}{l_n} \approx E_{cr} \tag{2.28}$$

unde tensiunea inversă V_R este prin definiție tensiunea de străpungere V_{BR}, iar

$$l \approx l_n \approx \sqrt{\frac{2\varepsilon_s \varepsilon_0 V_{BR}}{qN_D}}. \tag{2.29}$$

Din relațiile (2.28) și (2.29) expresia tensiunii de străpungere se obține sub forma [1÷7].

$$V_{BR} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_s E_{cr}^2}{2q\, N_D} \tag{2.30}$$

Pentru o joncțiune n^+p, N_D se înlocuiește cu N_A.

Din relația (2.30) rezultă că *tensiunea de străpungere variază în sens contrar cu concentrația de impurități a substratului*. Concluzia care rezultă este directă: *obținerea unor dispozitive cu tensiuni de străpungere mari implică utilizarea unor substrate slab dopate* (*de mare rezistivitate*).

Dacă lățimea W_n a bazei este insuficientă (dioda este „subțire") zona de sarcină spațială va ajunge să se extindă în toată baza (vezi figura 2.10) și să atingă contactul metalic înainte ca intensitatea cîmpului electric în regiunea de sarcină spațială să ajungă la valoarea critică. Odată cu atingerea contactului metalic curentul prin diodă crește brusc, fiind limitat de elementele circuitului exterior; se spune că dioda s-a **străpuns prin pătrundere (punch-through).**

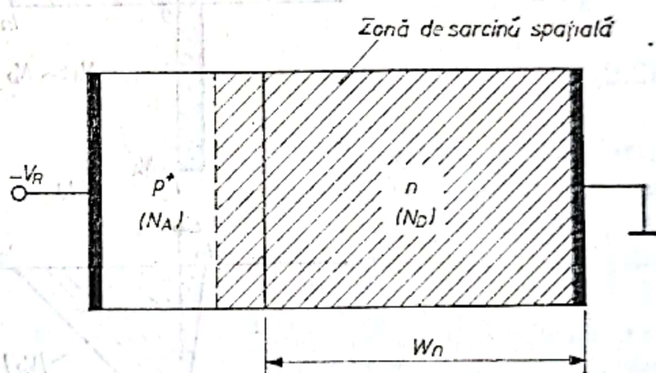


Fig. 2.10. Ilustrarea fenomenului de „pătrundere" la polarizarea inversă a unei joncțiuni *pn*.

Tensiunea V_{PT} la care se obține pătrunderea rezultă din relația (2.29), observînd că în cazul străpungerii prin pătrundere $l_n = W_n$[4, 6, 7]

$$V_{PT} = \frac{qN_D W_n^2}{2\varepsilon_0 \varepsilon_s} \tag{2.31}$$

Valoarea tensiunii V_{PT} este inferioară valorii V_{BR} care se obține pentru o diodă groasă.

Diodele și tiristoarele se proiectează astfel încît străpungerea prin avalanșă să apară înaintea străpungerii prin pătrundere (straturile slab dopate — bazele — se realizează suficient de groase).

Străpungerea Zener (prin efect de tunelare) are loc în joncțiunile *pn* care au ambele zone semiconductoare puternic dopate, ($>5\times10^{17}$cm^{-3}). La polarizarea inversă a acestor joncțiuni cîmpul electric intens din regiunea golită favorizează ruperea legăturilor covalente dintre atomii materialului semiconductor, rezultînd astfel purtători mobili de sarcină (electroni și goluri) disponibili pentru procesul de conducție. Fenomenul de trecere a unui electron devenit liber din banda de valență în cea ce conducție



poartă denumirea de „tunelare". Străpungerea Zener bazată pe efectul de tunelare se produce la un cîmpe critic de ordinul 10^6 V/cm (100 V/μm). Sub această valoare a cîmpului critic dominant este fenomenul de străpungere în avalanșă (vezi figura 2.11).

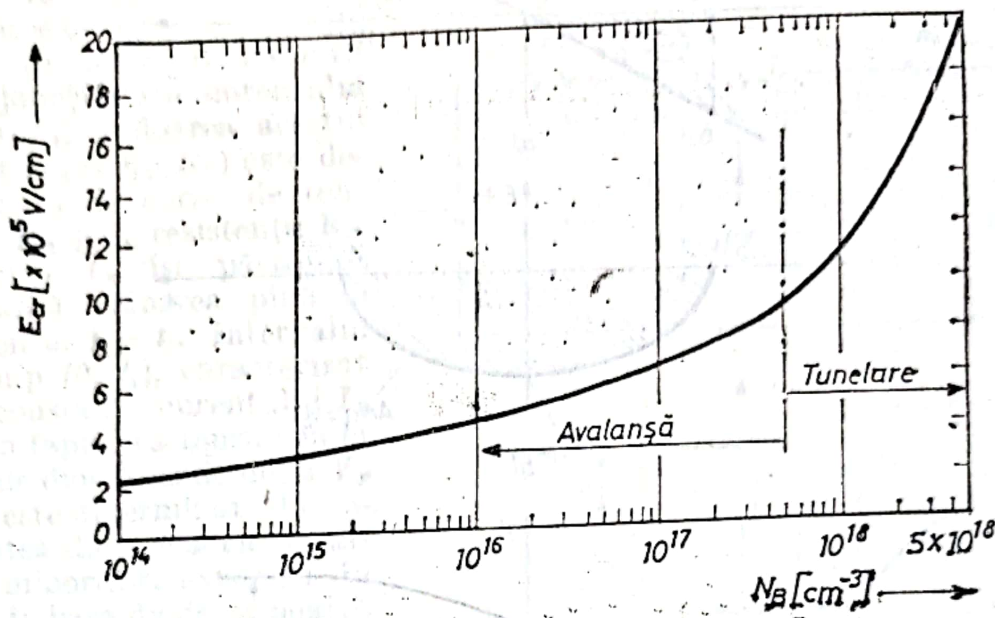


Fig. 2.11. Cîmpul electric E_{cr} pentru străpungerea în avalanșă și Zener în funcție de concentrația de impurități a substratului, N_B, a joncțiunilor abrupte *pn* din siliciu.

2.1.7. Joncțiuni liniar-gradate și difuzate

Realizarea în practică a joncțiunilor *pn* ale dispozitivelor de putere se efectuează, de regulă, prin difuzie (vezi Capitolul 3). Atunci cînd joncțiunea metalurgică a structurii *pn* se află la o adîncime mică (<10 μm), dispozitivul poate fi aproximat printr-o joncțiune abruptă.

În cazul unor joncțiuni metalurgice mai adînci, structura *pn* se consideră adesea ca fiind liniar-gradată (vezi figura 2.12), concentrația netă de impurități variind liniar în jurul joncțiunii metalurgice.

Se poate arăta că pentru o joncțiune liniar-gradată tensiunea de străpungere prin avalanșă este dată de relația [4÷7]

$$V_{BR} = \frac{4}{3} E_{cr}^{3/2} \sqrt{\frac{2\,\varepsilon_0 \varepsilon_s}{qa}} \qquad (2.32)$$

unde E_{cr} este cîmpul critic iar

$$a = \left.\frac{dN}{dx}\right|_{x=x_j} \qquad (2.33)$$

este gradientul concentrației de impurități la joncțiune.

Tensiunea de străpungere a joncțiunilor liniar-gradate este proporțională cu $\sqrt{1/a}$, *fiind practic* cu atît mai mare cu cît gradientul concentrație

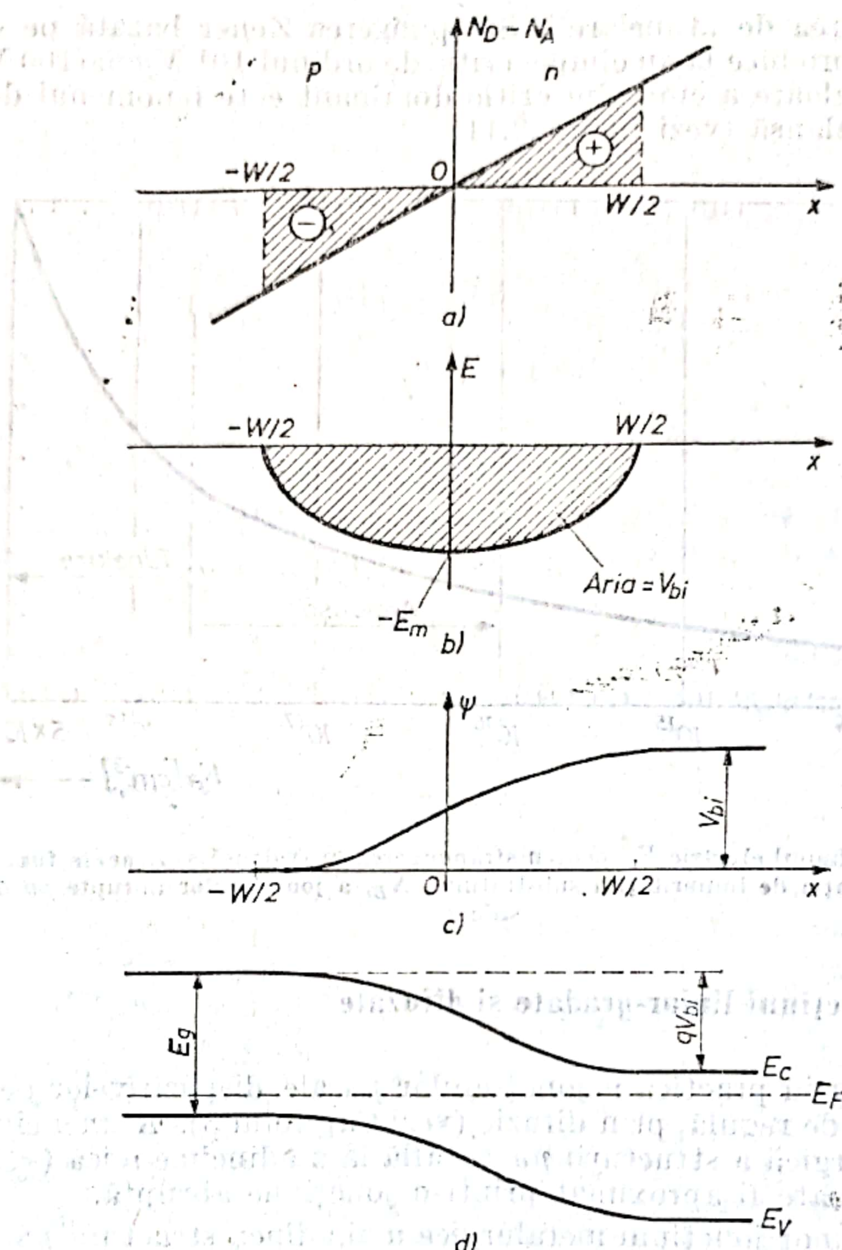


Fig. 2.12. Distribuţiile densităţii de sarcină (*a*), ale intensităţii cîmpului electric (*b*) şi potenţialul (*c*) într-o joncţiune *pn* liniar-gradată la echilibru. În (*d*) este reprezentată diagrama de benzi a joncţunii.

la joncţiune (*a*) are o valoare mai redusă. *Pentru obţinerea unor tensiuni de străpungere ridicate, joncţiunile redresoarelor de putere (diode şi tiristoare) sînt adînci şi au un gradient* (*a*) *relativ redus al concentraţiei de impurităţi* [1, 4, 6].

Joncţiunile liniar-gradate au, de regulă, o tensiune de străpungere mai mare decît joncţiunile abrupte [1,4,6].

2.1.8. Comportarea tranzitorie a diodei. Timpii de comutare

Pentru aplicaţii în circuite de comutaţie, timpul de tranziţie al diodelor din starea de conducţie directă (*on*) în starea de blocare (*off*) trebuie să fie cît mai redus.

Fenomenele care însoţesc *tranziţia unei joncţiuni pn (diode) din starea „on" în starea „off"* sînt ilustrate în figura 2.13.

Pînă în momentul $t = 0$ dioda este polarizată în direct, dispozitivul fiind parcurs de curentul de conducţie în direct I_F. În momentul $t = 0$, comutatorul K trece instantaneu din poziţia *1* în poziţia *2*. Ca urmare se întrerupe curgerea curentului I_F, şi se forţează trecerea prin joncţiune a curentului invers I_R. Valoarea acestui curent ($I_R = V_R/R_R$) este determinată de sursa de tensiune E_R şi de rezistenţa R_R. Curentul I_R îşi păstrează constantă valoarea pînă în momentul $t = t_1$. Intervalul de timp $(0, t_1)$, caracterizat prin constanţa curentului I_R şi prin faptul că tensiunea la bornele diodei scade de la V_F la 0, este determinat de necesitatea de a evacua purtătorii minoritari existenţi în exces în baza diodei şi poartă denumirea de *timp de stocare* (*storage time*)*. După momentul t_1 curentul invers prin diodă începe să scadă, tensiunea la bornele diodei devine negativă tinzînd către valoarea $-E_R$. Durata intervalului de timp (t_1, t_2) în cursul căruia dioda îşi restabileşte capabilitatea de blocare în invers poartă numele de *timp de tranziţie* (*transition time*).

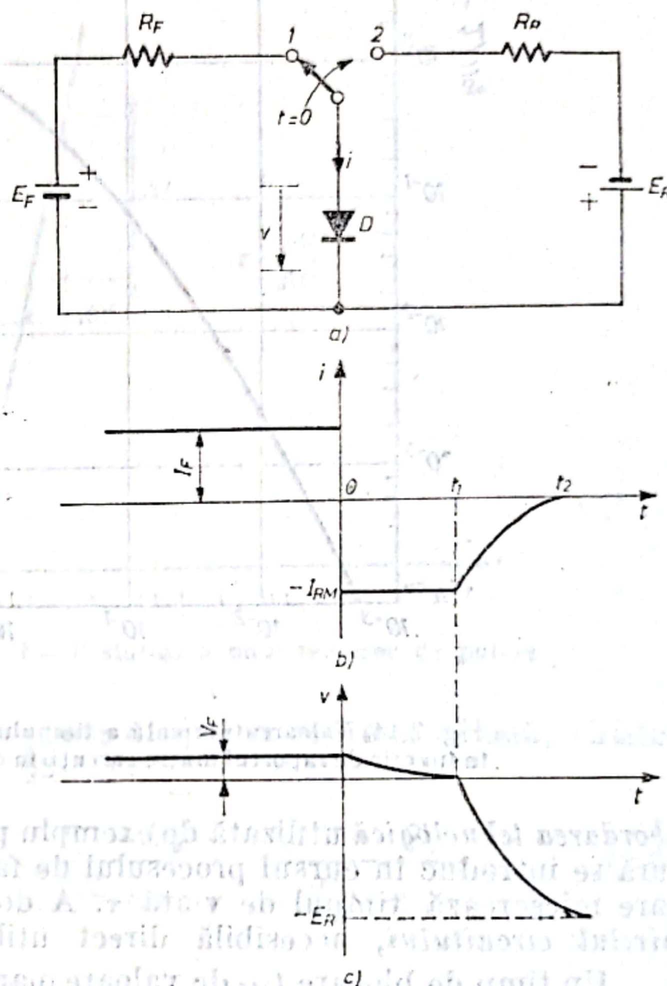


Fig. 2.13. Schema de principiu a circuitului utilizat pentru comutarea *on-off* a unei diode (*a*), variaţia curentului prin diodă, (*b*) şi variaţia tensiunii la bornele diodei, (*c*).

Dependenţa valorii timpului de blocare, t_{off} [egal cu intervalul $(0, t_2)$] normată la valoarea timpului de viaţă al purtătorilor minoritari în funcţie de raportul I_F/I_R este indicată în figura 2.14 pentru cazul unei diode abrupte ideale.

Din figură se constată că pentru valori foarte mici ale raportului I_F/I_R (o supracomandă de blocare) este valabilă relaţia aproximativă [4, 5, 6]:

$$t_{off} = \frac{1}{2} \tau \frac{I_F}{I_R}. \tag{2.34}$$

* Acest interval este denumit uneori şi *intervalul de curent constant* (*constant — current phase*).

Dependenţa prezentată în figura 2.14 pune în evidenţă cele două căi posibil de urmat pentru scăderea timpului de blocare al unei diode : *micşorarea timpului de viaţă şi micşorarea raportului* I_F/I_R. Prima cale reprezintă

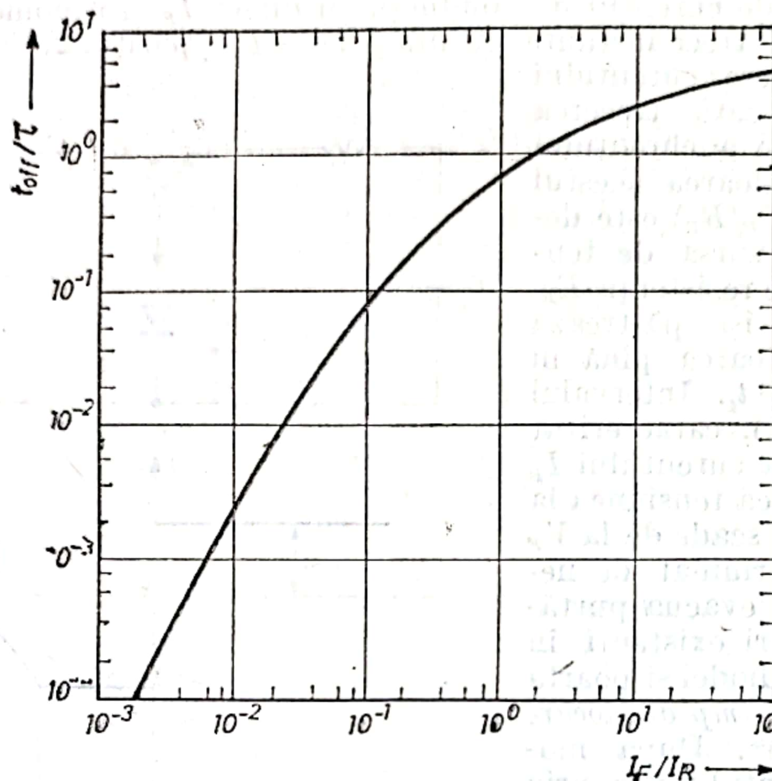


Fig. 2.14. Valoarea normată a timpului de blocare al unei diode în funcţie de raportul dintre curenţii în direct (I_F) şi în invers (I_R).

abordarea tehnologică utilizată de exemplu pentru diodele rapide : în structură se introduc în cursul procesului de fabricaţie centri de recombinare care micşorează timpul de viaţă τ. A doua cale constituie *abordarea la nivelul circuitului*, accesibilă direct utilizatorului.

Un timp de blocare t_{off} de valoare mare micşorează frecvenţa maximă la care poate fi operată dioda şi măreşte pierderile de comutaţie, ceea ce conduce la încălzirea dispozitivului în timpul funcţionării.

Din punct de vedere practic, tranziţia unei diode din starea de blocare în starea de conducţie are loc instantaneu (raportat la durata timpului t_{off}).

Producătorii de diode redresoare de putere, specifică, de regulă, valoarea timpului de revenire t_{rr} (*reverse recovery time*, vezi § 2.12.2.).

2.1.9. Puterea disipată în starea de conducţie directă

Capabilitatea în putere a unei diode este determinată în principal de pierderile pe dispozitiv P_d în starea de conducţie (*on*) şi rezistenţa termică joncţiune-capsulă $R_{th\,j-c}$(vezi §2.13). Puterea de curent continuu disipată de o diodă în conducţie directă se exprimă prin

$$P_d = I_T(V_F + I_T r_D) \qquad (2.35)$$

unde V_P este tensiunea de prag a diodei, I_T curentul prin diodă, r_D rezistența internă a diodei în punctul static de funcționare considerat (vezi figura 2.15).

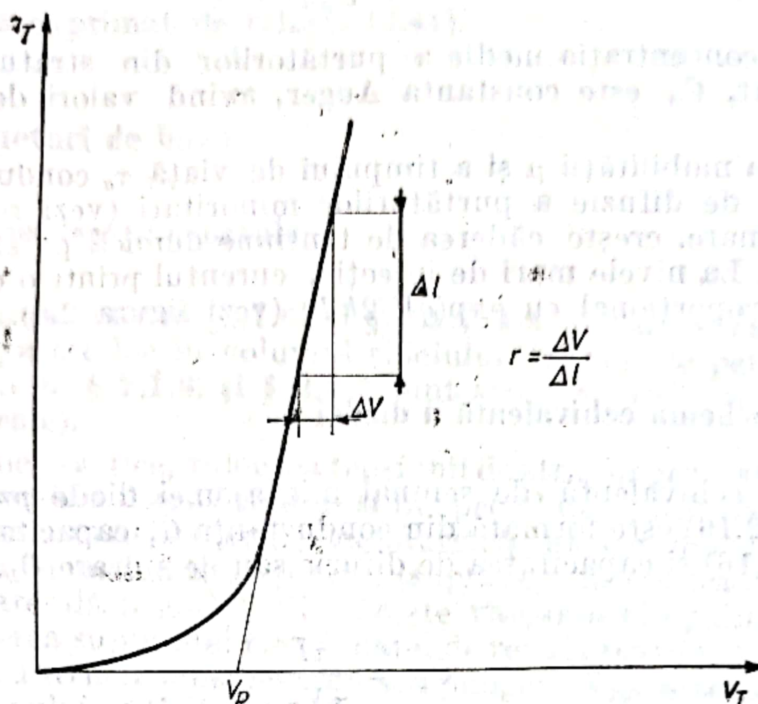


Fig. 2.15. Caracteristica $I - V$ statică a unui redresor de putere.

Puterea maximă pe care o poate disipa un redresor (diodă, tiristor) în curent continuu este (vezi §2.14):

$$P_{d\,max} = \frac{\Delta T}{R_{thj-c}} = \frac{T_j - T_a}{R_{th\,j-c}} = \frac{125° - T_a}{R_{th\,j-c}} \tag{2.36}$$

2.1.10. Caracteristica $I-V$ la nivele mari de injecție

Funcționarea la nivel mare de injecție a dispozitivelor *pn* cu joncțiuni (în conducție directă) se caracterizează prin faptul că valoarea concentrației purtătorilor minoritari în straturile dispozitivului este comparabilă cu cea a purtătorilor majoritari. Ca urmare, componentele de difuzie și drift ale curentului în conducție directă sînt comparabile. La nivel mare de injecție:

a) Mobilitatea μ scade datorită creșterii concentrației purtătorilor;

b) Procesele recombinaționale sînt dominate de *recombinarea Auger* (bandă-bandă)*.

---

* *Recombinarea Auger* implică întotdeauna doi purtători majoritari și un purtător minoritar. Astfel, în siliciu de tip *n* recombinarea Auger implică doi electroni și un gol: unul dintre electroni efectuează tranziția din banda de conducție în cea de valență, recombinîndu-se cu un gol. Energia degajată ca urmare a acestei tranziții este transmisă celui de al doilea electron. În siliciu de tip *p* la recombinarea Auger participă două goluri și un electron.

Timpul de viaţă Auger τ_a se exprimă prin [4, 6]

$$\tau_a = \frac{1}{C_A \bar{n}^2} \tag{2.37}$$

unde $\bar{n}$ este concentraţia medie a purtătorilor din stratul semiconductor considerat, C_A este constanta Auger, avînd valori de aproximativ 10^{-31} cm^6/s.

Scăderea mobilităţii μ şi a timpului de viaţă τ_a conduce la micşorarea lungimii de difuzie a purtătorilor minoritari (vezi relaţiile 2.18 şi 2.19). Ca urmare, creşte căderea de tensiune ohmică pe straturile semiconductoare. La nivele mari de injecţie, curentul printr-o diodă cu joncţiune este proporţional cu $\exp(qV/2kT)$ (vezi figura 2.8).

2.1.11. Schema echivalentă a diodei

Schema echivalentă de semnal mic a unei diode *pn* cu joncţiuni (vezi figura 2.16) este formată din conductanţa G, capacitatea de barieră C_B (relaţia 2.16) şi capacitatea de difuzie sau de stocare C_D, definită prin [3, 6].

$$C_D = \frac{\tau I}{\eta V_T} \tag{2.38}$$

unde $V_T = \frac{kT}{q}$, τ este timpul de viaţă al purtătorilor minoritari în bază, I este curentul prin dispozitiv în conducţie directă.

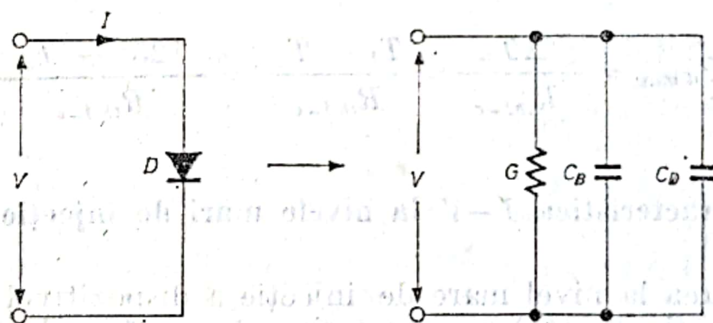


Fig. 2.16. Schema echivalentă de semnal mic a unei diode cu joncţiune *pn*.

La polarizarea inversă, G are o valoare extrem de redusă $\left(G = \frac{1}{R_R},\right.$ vezi relaţia 2.42$\left.\right)$, iar capacitatea C_D poate fi neglijată în comparaţie cu C_B.

La polarizarea directă, deci la o valoare relativ mare a curentului I prin dispozitiv, capacitatea C_D este, de regulă, mult mai mare decît C_B. Conductanţa G este în acest caz $G = \frac{1}{R_F}$ (vezi relaţia 2.40). Con-

stanta de timp τ a diodei este

$$\tau_F = C_D R_F \tag{2.39}$$

unde R_F este exprimat de relația (2.41).

2.2. Structuri de bază

2.2.1. Considerații generale

În cele prezentate în §2.1.6. și § 2.1.7. s-a considerat că străpungerea joncțiunilor *pn* are loc în volumul siliciului. Expresiile pentru tensiunea V_{BR} prezentate în § 2.1.6. și § 2.1.7. sînt strict valabile pentru joncțiuni *pn plane* (ideale).

În cazurile practice, valoarea tensiunii de străpungere este determinată de structura reală a dispozitivului și în special de condițiile concrete prevalente în zona în care joncțiunea metalurgică atinge suprafața de separație a siliciului de mediul înconjurător (suprafața laterală a dispozitivului). Terminația laterală a joncțiunii mărește valoarea cîmpului electric E la sau în apropierea suprafeței menționate, de regulă peste valoarea cîmpului E din volum. Întrucît tensiunea de străpungere V_{BR} este determinată de atingerea cîmpului critic în structură, maximizarea tensiunii V_{BR} implică minimizarea cîmpului electric maxim atins în structură, în particular în regiunea în care joncțiunea metalurgică atinge suprafața de separație siliciu-mediu înconjurător.

2.2.2. Inele de cîmp (gardă)

Una dintre metodele cele mai uzuale de fabricare a dispozitivelor cu joncțiuni *pn* este tehnologia planară (vezi Capitolul 3). În cadrul acestei tehnologii, atomii de impurități sînt difuzați în substrat prin ferestre obținute în oxid (SiO_2). În aceste cazuri geometria joncțiunii lîngă marginea regiunii ferestrei este aproximativ circular-cilindrică. Datorită curburii laterale a joncțiunilor planare, valoarea cîmpului electric în zonele menționate, este mai mare decît în cazul joncțiunilor plane (vezi § 2.1.6. și § 2.1.7.). Creșterea cîmpului electric E în structurile difuzate conduce la micșorarea tensiunii V_{BR} în comparație cu cea „ideală", obtenabilă în structuri plan-paralele (V_{pp}). Atunci cînd sînt utilizate joncțiuni planare se urmărește realizarea unei raze maxime de curbură a joncțiunilor pentru a se evita colțurile ascuțite (unde are loc străpungerea propriu-zisă). În cazurile practice reale tensiunea maximă de străpungere a joncțiunilor planare atinge aproximativ 65% din valoarea tensiunii V_{pp}. Această valoare este inacceptabil de mică pentru dispozitivele semiconductoare de putere cu joncțiuni.

În vederea măririi tensiunii de străpungere a joncțiunilor planare se utilizează așa-numitele *inele de cîmp* (*field rings*) [4]. O joncțiune planară cu inele de cîmp (de gardă) este prezentată în figura 2.17. O asemenea structură se obține prin difuzarea inelelor de tip *p* simultan cu formarea joncțiunii principale p^+n. Denumirea de *inele de cîmp* provine din faptul

că acestea înconjoară joncțiunea principală (p^+n) și reduc valoarea cîmpului electric la polarizarea în invers a structurii. Poziția inelului *1* (p_1) se alege astfel ca regiunea de sarcină spațială a joncțiunii principale să străpungă joncțiunea p_1n la o valoare a tensiunii inverse aplicate inferioară tensiunii de străpungere a joncțiunii principale. Orice creștere ulterioară

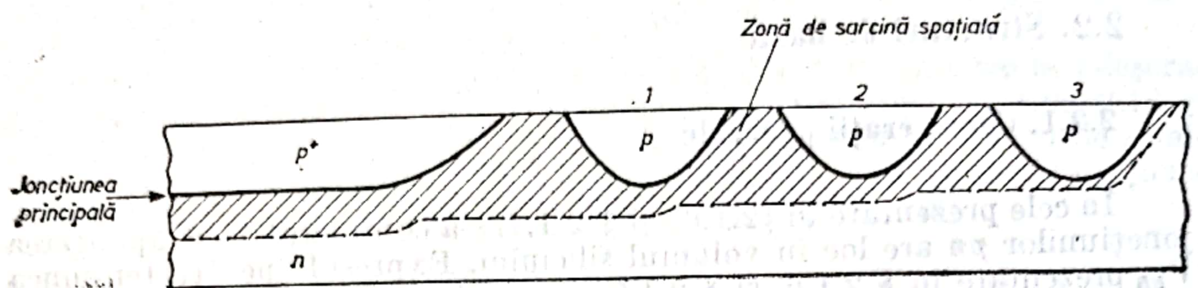


Fig. 2.17. Structură planară p^+n cu trei „inele de cîmp" (inele de gardă).

a tensiunii aplicate va fi preluată de joncțiunea (p_1n) a inelului de cîmp *1*. Străpungerea dispozitivului are loc la joncțiunea cilindrică asociată ultimului inel de gardă (p_3).

Trebuie remarcat faptul că pentru un substrat de siliciu de rezistivitate ridicată distanța dintre inele trebuie să fie relativ mare pentru a se atinge o capabilitate înaltă în blocare. În consecință, inelele de cîmp (gardă) nu se utilizează în fabricarea dispozitivelor de tensiuni ridicate datorită faptului că ele ar ocupa o suprafață relativ mare pe placheta de siliciu.

2.2.3. Conturarea mecanică a suprafețelor

O reducere substanțială a cîmpului electric la suprafața structurilor *pn* la polarizare inversă se obține prin prelucrarea mecanică a suprafețelor conținînd joncțiunea metalurgică. Prin acest procedeu se pot obține valori ale intensității cîmpului electric la suprafață sub cea a cîmpului E din volum, deci o creștere a tensiunii de străpungere. Există două modalități de bază de conturare mecanică a suprafețelor joncțiunilor *pn* : sub unghi *negativ*, respectiv *pozitiv* (vezi figura 2.18). Prin convenție, o joncțiune *pn* conturată sub un unghi negativ are o arie care crește pe măsura tranziției de la stratul puternic dopat la cel slab dopat. Conturarea unei joncțiuni sub unghi pozitiv implică scăderea ariei dispozitivului dinspre stratul puternic dopat înspre cel slab dopat [4, 6, 7].

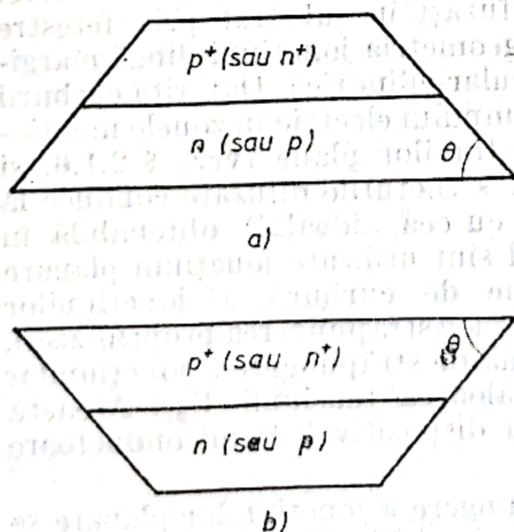


Fig. 2.18. Modalități de conturare a joncțiunilor *pn*. (*a*) unghi de conturare (θ) negativ; (*b*) unghi de conturare (θ) pozitiv.

O reducere substanțială a cîmpului electric pe suprafețele laterale este obtenabilă pentru unghiuri de conturare θ pozitive cu valori cuprinse între 45° și aproximativ 60°.

Tensiunea de străpungere maximă pentru unghiuri de conturare negative se obţine în condiţiile în care extinderea zonei de sarcină spaţială este aproape identică de ambele părţi ale joncţiunii metalurgice. Această condiţie este îndeplinită numai pentru joncţiuni adînci cu un gradient redus al impurităţilor (vezi şi §2.6, § 2.7).

În practică obţinerea unei conturări ideale se bazează pe calitatea (precizia) tehnicilor mecanice (abrazive) de prelucrare a suprafeţelor. Din această cauză, conturarea prin metode mecanice se utilizează pentru dispozitive de arii mari. Pentru dispozitive de arii mai mici (diametre sub 15 mm) soluţia mai economică pentru reducerea cîmpului la suprafaţă constă în utilizarea conturării prin corodare.

2.2.4. Conturarea suprafeţelor prin corodare

O structură n^+p cu *suprafaţa conturată prin corodare* (*etch contour*) şi pasivată cu un dielectric este prezentată în figura 2.19. Acest tip de prelucrare a structurii are efecte similare cu cele produse de unghiul negativ de conturare de valoare redusă. Întrucît unghiul de conturare este abrupt,

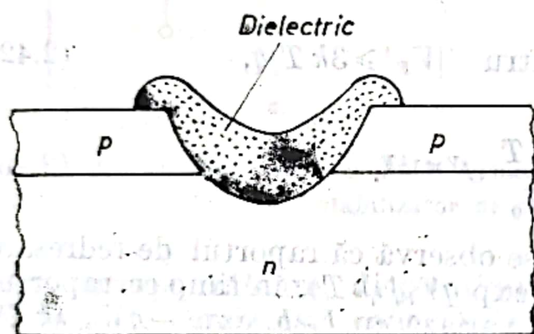


Fig. 2.19. Principiul conturării unei joncţiuni *pn* prin corodare.

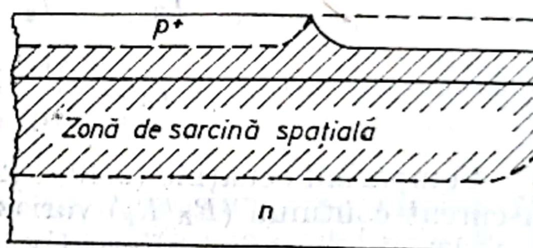


Fig. 2.20. Variantă de conturare a unei joncţiuni *pn* prin corodare.

într-o asemenea structură cîmpul la suprafaţă are valori mari, iar valoarea tensiunii de străpungere este situată, de regulă, între 60% şi 80% din tensiunea de străpungere ideală (a unei joncţiuni plan-paralele). Variante mai elaborate ale structurii din figura 2.19 *pasivate cu sticlă* (*glasivate*) permit obţinerea unei tensiuni de străpungere aproximativ egală cu 95% din valoarea ei ideală, [4, 6, 7].

O altă variantă de structură conturată este prezentată în figura 2.20. Prin corodarea unei părţi a stratului p difuzat, zona de sarcină spaţială din stratul p este „împinsă" în interiorul acestui strat puternic dopat, ceea ce se concretizează prin reducerea cîmpului electric la suprafaţă. Tensiunea de străpungere obtenabilă prin această metodă poate atinge 95% din valoarea ei ideală. Această performanţă implică un control riguros al adîncimii corodării.

2.3. Tipuri de diode

2.3.1. Diode redresoare

Diodele redresoare sînt proiectate şi fabricate special pentru redresarea semnalelor alternative. Aceste dispozitive prezintă o rezistenţă joasă

tensiune a unei diode redresoare este descrisă analitic de relația (2.25), cu ajutorul căreia rezistența statică R_F (de curent continuu) în conducție directă se exprimă prin [6]

$$R_F = \frac{V_F}{I_F} \approx \frac{V_F}{I_0} e^{-qV/\eta kT} \tag{2.40}$$

pentru $V \geqslant 3kT/q$.

În mod similar, cu ajutorul relației (2.25) rezistența dinamică r_F (de semnal mic) a diodei se exprimă prin [6]

$$r_F = \frac{dv_F}{di_F} = \frac{\eta k T}{qI_F}. \tag{2.41}$$

Rezistențele statică R_R, respectiv dinamică r_R, la polarizarea inversă se exprimă cu ajutorul relației (2.25) prin [6]

$$R_R = \frac{V_R}{I_R} \approx \frac{V_R}{I_0} \quad \text{pentru} \quad |V_F| \geqslant 3kT/q, \tag{2.42}$$

$$r_R = \frac{dv_R}{di_R} = \frac{\eta k T}{qI_0} e^{qV_R/\eta kT}. \tag{2.43}$$

Comparînd ecuațiile (2.40)÷(2.43) se observă că raportul de redresare în curent continuu (R_R/R_F) variază cu $\exp(qV_F/\eta kT)$, în timp ce raportul de redresare în curent alternativ (r_R/r_F) variază cu $I_F/I_0 \exp(-qV_R/\eta kT)$.

Diodele redresoare au, de regulă, o viteză de comutare redusă, datorită în principal, timpului necesar tranziției din starea de conducție directă în cea de blocare. Acest timp de întîrziere, proporțional cu timpul de viață al purtătorilor minoritari în baza dispozitivelor, nu constituie un impediment major în funcționarea acestora la frecvența rețelei.

În aplicațiile de frecvențe înalte, sînt utilizate *diode redresoare rapide* (vezi § 2.3.6) a căror viteză mărită de comutare din starea *on* în starea de *off* se obține prin micșorarea timpului de viață din bază (vezi § 2.14).

Majoritatea redresoarelor au capabilități în putere în gama 0,1... 10W și tensiuni de blocare în invers de la 50 V la 2500 V. Timpii uzuali de comutare sînt de 50 ns ... 200 ns pentru diode de mică putere și 0,5 μs ... 1 μs pentru redresoare de mare putere. Pentru redresarea tensiunilor înalte se conectează cîteva diode în serie. Tipuri speciale de diode redresoare au tensiuni de blocare în invers de 5 ... 8 kV.

2.3.2. Stabilizatoare de tensiune. Diode Zener

Diodele proiectate și fabricate special pentru funcționarea în regiunea de străpungere a caracteristicii $I-V$ poartă denumirea de **diode Zener**, fiind utilizate dispozitive ca generatoare de tensiune constantă (de referință) [3,5]. Diodele Zener sînt utilizate ca stabilizatoare de tensiune pe

o sarcină R_L (vezi figura 2.21). Dioda este operată în regiunea de străpungere, prin ea asigurîndu-se — de la sursa V^+ prin intermediul rezistorului R — un curent mai mare decît valoarea I_{BR} (vezi figura 2.21.*a*). După asigurarea punctului de funcționare al diodei Zener printr-o polari-

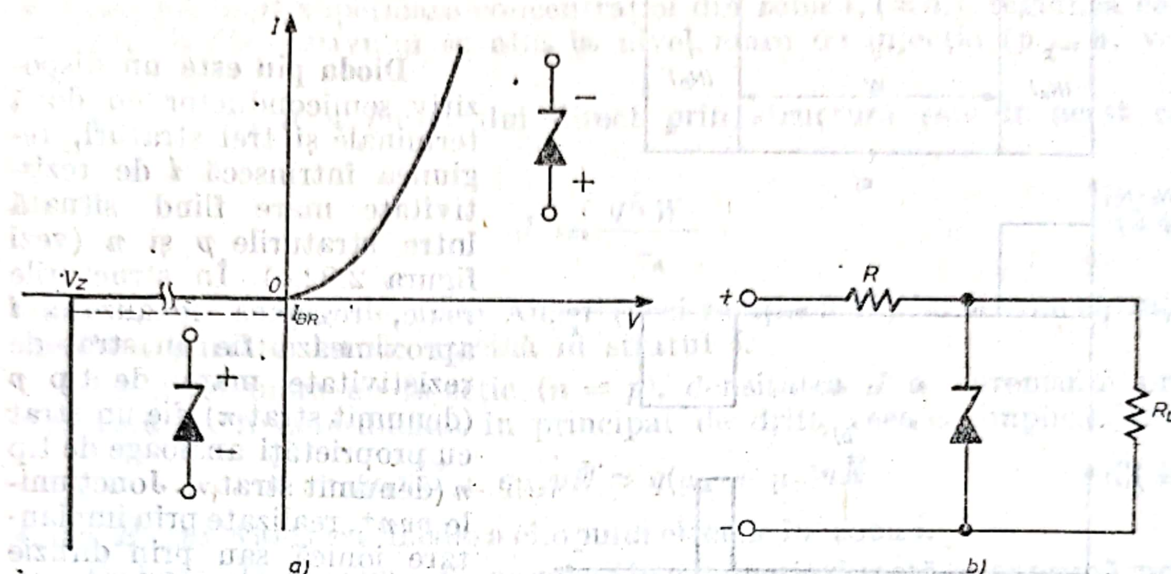


Fig. 2.21. (*a*) Caracteristica $I - V$ a unei diode Zener; (*b*) conectarea dispozitivului ca stabilizator de tensiune pe sarcina R_L

zare corespunzătoare, dispozitivul stabilizează tensiunea pe sarcina R_L (la bornele căreia este conectată) față de variațiile curentului prin R_L și ale tensiunii de alimentare V^+. Această trăsătură distinctivă a diodei Zener se bazează pe faptul că, în regiunea de străpungere a caracteristicii $I - V$, variațiile mari ale curentului produc modificări neesențiale ale tensiunii pe dispozitiv. Pentru funcționarea diodei Zener în regim de stabilizare este necesară asigurarea unui curent I_Z prin dispozitiv de o valoare superioară curentului I_{BR} (vezi figura 2.21.*a*). Valoarea maximă a curentului prin dioda Zener este limitată de capabilitatea în putere a dispozitivului.

Pentru tensiuni de străpungere V_{BR} de peste 8 V, mecanismul de străpungere al diodelor Zener din siliciu este în principal dominat de multiplicarea în avalanșă a purtătorilor (vezi § 2.1.6.). Coeficientul de temperatură al tensiunii stabilizate V_Z pentru aceste diode este pozitiv. Pentru tensiuni de străpungere V_{BR} sub 5 V, mecanismul de străpungere al diodelor Zener din siliciu este dominat în principal de fenomenul de tunelare (Zener), iar coeficientul de temperatură al tensiunii stabilizate V_Z al acestor dispozitive este negativ. Pentru diode Zener cu V_Z între 5 V și 8 V mecanismul de străpungere este o combinație a fenomenelor de multiplicare în avalanșă și de tunelare. Conectarea în serie a două diode Zener, una cu coeficient de temperatură (CT) pozitiv al tensiunii V_Z, iar cealaltă cu un CT negativ, permite obținerea cu ajutorul acestor dispozitive a unei referințe de tensiune independentă de temperatură. În mod curent sînt fabricate diode Zener de 8...12 V, avînd un CT de 0,002%/°C la curenți prin dispozitiv de 8...12 mA.

Diodele Zener au capacități parazite de 10 pF pînă la nF. Valoarea acestor capacități este direct proporțională cu aria unui dispozitiv, deci cu capabilitatea sa în putere.

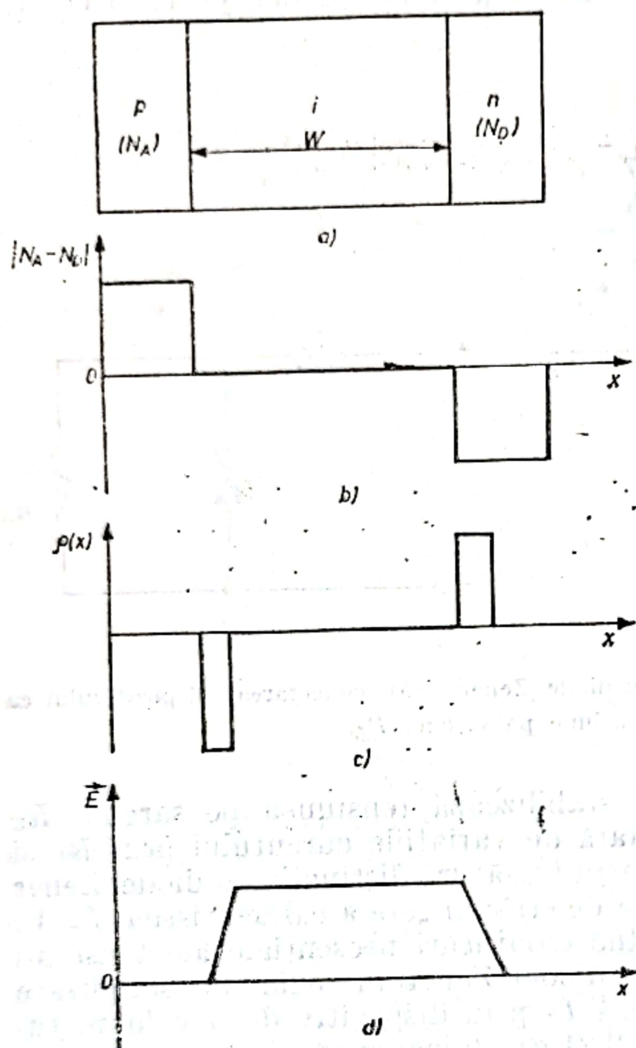


Fig. 2.22. Distribuțiile de impurități (*b*), ale densității de sarcină (*c*) și ale cîmpului electric (*d*) într-o structură *pin* (*a*).

2.3.3. Diode pin

Dioda pin este un dispozitiv semiconductor cu două terminale și trei straturi, regiunea intrinsecă *i* de rezistivitate mare fiind situată între straturile *p* și *n* (vezi figura 2.22.*a*). În structurile reale, regiunea idealizată *i* aproximează fie un strat de rezistivitate mare de tip *p* (denumit strat π), fie un strat cu proprietăți analoage de tip *n* (denumit strat ν). Joncțiunile pnn^+, realizate prin implantare ionică sau prin difuzie pe un strat epitaxial, constituie în fapt diode *pin* ($p\nu n$) [4÷7].

Structura *pin* constituie un mijloc eficient de mărire a tensiunii de blocare în redresoarele semiconductoare de putere. La polarizarea în invers a unei diode *pin* (+ pe terminalul conectat la stratul *n*, — aplicat pe contactul *p*), zonele de sarcină spațială ale joncțiunilor *pi*, respectiv *ni*, se extind în principal în stratul slab dopat („intrinsec") *i*. Datorită dopării uniforme a stratului *i*, cîmpul electric *E* din această zonă are o valoare constantă (vezi figura 2.22.*d*). Tensiunea de străpungere V_{BR} a diodei *pin* este aproximativ egală cu aria dreptunghiului din figura 2.22.*d*. Întrucît cîmpul maxim (critic) E_{cr} în siliciu la dopări reduse este de $\approx 2{,}5 \cdot 10^5$ V/cm (= 25 V/μm), tensiunea de străpungere a structurii *pin* polarizate invers este [4, 6].

$$V_{BR} = E_{cr}W = 25W \quad [\mathrm{V}] \tag{2.44}$$

unde W (în μm) este grosimea stratului *i* (figura 2.22.*a*).

Dioda *pin* și-a găsit aplicații variate în circuitele de microunde. Importanța dispozitivului în domeniul redresoarelor de putere rezidă în: *a*) capacitatea structurii *pin* de a bloca tensiuni inverse aplicate de valori mari; *b*) atractivitatea modelului diodei *pin* în analiza stării de conducție în direct (*on*) a tiristoarelor de putere (vezi § 2.7).

La polarizarea în direct a structurii *pin* (+ pe terminalul conectat la stratul p, — pe contactul ataşat stratului n), curentul în direct i_T prin dispozitiv este format de golurile injectate din stratul p^+ în zona i, respectiv din electronii injectaţi din stratul n^+ în regiunea i. Întrucît concentraţiile de goluri (p) şi electroni (n) injectaţi de joncţiunile p^+i, respectiv n^+i sînt cu mult superioare concentraţiei din zona i, ($\approx n_i$), regiunea centrală (i) a dispozitivului se află la nivel mare de injecţie ($p = n$, vezi § 2.1.10).

Densitatea J a curentului direct prin structură este în acest caz [4,6]

$$J = \frac{q\bar{n}W}{\tau_a} \tag{2.45}$$

unde τ_a este timpul de viaţă Auger (vezi relaţia 2.37) iar $\bar{n}$ concentraţia medie a purtătorilor de sarcină în stratul i.

La nivel mare de injecţie ($n = p$), densitatea J a curentului prin structură va fi determinată în principal de drift, ceea ce implică [4,6]

$$J = q\mu_n n\bar{E} + q\mu_p p\bar{E} \approx q(\mu_n + \mu_p)n\bar{E} \tag{2.46}$$

unde $\bar{E}$ este valoarea medie a cîmpului electric în zona i.

Căderea de tensiune V_i pe zona i în conducţie directă se exprimă prin

$$V_i = \bar{E}W. \tag{2.47}$$

Valoarea cîmpului $\bar{E}$ rezultă din egalarea relaţiilor (2.45) şi (2.46), de unde [4, 6]

$$V_i = \frac{kT}{q}\,\frac{2b}{(1+b)^2}\left(\frac{W}{L_a}\right)^2 \tag{2.48}$$

unde $L_a = \sqrt{D_a\tau_a}$ este lungimea ambipolară de difuzie, $b = \mu_n/\mu_p$ este raportul mobilităţilor, iar τ_a este dat de (2.37).

Din (2.48) se observă că pentru $W/L_a > 1$ căderea de tensiune în direct pe stratul i creşte pronunţat. Pentru $W/L_a < 1$, contribuţia căderii de tensiune V_i la valoarea totală a căderii de tensiune pe dispozitiv este redusă (vezi şi § 2.7). Rezistenţa ohmică a stratului i [6].

$$R_i = \frac{V_i}{I_F} = \frac{3kTW^2}{8\,qD_a\tau_a}\,\frac{1}{I_F} \tag{2.49}$$

este invers proporţională cu curentul direct prin dispozitiv (I_F), cu coeficientul ambipolar de difuzie $D_a = 2D_n/(1 + b)$, cu timpul de viaţă Auger τ_a şi direct proporţional cu grosimea (W) stratului i.

2.3.4. Varactoare

Termenul de **varactor** derivă din **variable reactor** şi desemnează un dispozitiv a cărui reactanţă poate fi modificată într-un mod controlat printr-o tensiune de polarizare. Diodele fabricate special în scopul utilizării dependenţei capacităţii lor de barieră C_B de tensiunea aplicată poartă denumirea de **diode varicap** sau varactoare [2, 6].

Proprietatea fundamentală a diodelor varicap este relevată de relaţia (2.16). O dată cu creşterea polarizării inverse a diodei, lăţimea W a zonei de sarcină spaţială scade şi, în consecinţă, C_B se micşorează. O dependenţă tipică $C_B = f(V_R)$ pentru o diodă varicap este prezentată în figura 2.23. În mod similar, pentru o polarizare pozitivă a diodei, W scade şi deci C_B creşte.

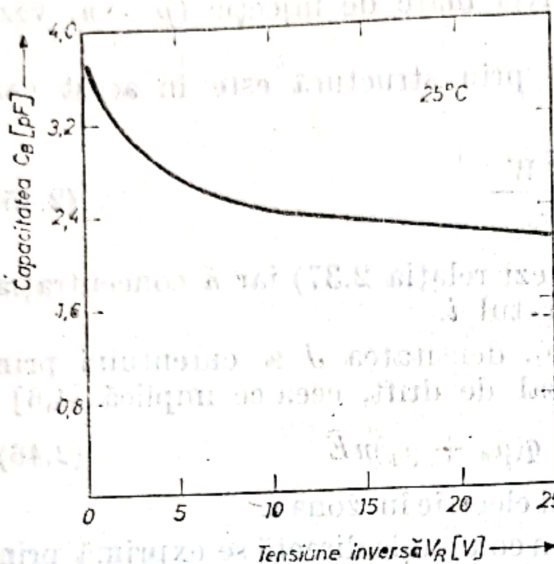


Fig. 2.23. Dependenţă tipică a capacităţii pe barieră C_B a unei diode varicap de tensiunea inversă aplicată.

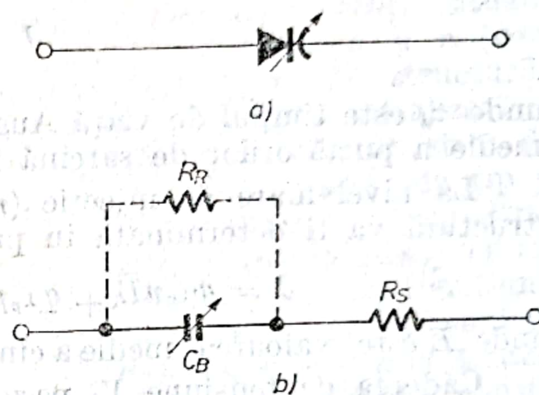


Fig. 2.24. Dioda varicap la polarizare inversă: (*a*) simbolul diodei, (*b*) modelul de circuit.

Modelul de circuit al diodei varicap la polarizare inversă este prezentat în figura 2.24. Rezistorul R_s modelează rezistenţa serie ohmică a diodei. Valorile tipice pentru C_B şi R_s sînt de ≈20 pF şi ≈8,5 Ω, la o polarizare inversă de ≈4 V. Rezistenţa inversă a diodei R_r (care şuntează capacitorul C_B) are o valoare mare (≈1MΩ) şi, de regulă este neglijată.

Diodele varicap sînt utilizate în amplificatoare parametrice, detectoare, sisteme de mixare a semnalelor etc.

În circuite utilizate la frecvenţe înalte, se impune ca valoarea capacităţii C_B a diodei varicap să fie de valoare cît mai redusă. Motivul principal este următorul: dioda este utilizată în polarizare directă atunci cînd se urmăreşte prevenirea transmisiei unui semnal. Dacă însă capacitatea de barieră C_B are o valoare mare, curentul invers va trece prin C_B, anulînd astfel proprietatea de redresor a diodei.

2.3.5. Varistoare

Un **varistor** (**vari***able* **res***istor*) este un dispozitiv cu două terminale, a cărui caracteristică curent (I) — tensiune (V) este neliniară. Un asemenea comportament ne-ohmic îl are o diodă cu joncţiune *pn* (vezi relaţiile 2.40—2.43). Caracteristici similare se obţin pentru diode cu joncţiunea metal-semiconductor (vezi § 2.3.7) [6].

Varistoarele sînt utilizate în calitate de limitatoare de tensiune. Conectarea a două varistoare în antiparalel permite obţinerea unui limitator în ambele sensuri [6].

2.3.6. Diode rapide de comutație

Diodele cu revenire rapidă (fast-recovery diodes) sînt utilizate în circuitele care funcționează la viteze mari de comutație.

Diodele rapide se pot clasifica în două tipuri: diode difuzate cu joncțiuni *pn* și diode cu contact metal-semiconductor (diode *Schottky*, vezi § 2.3.7). Circuitul echivalent pentru ambele tipuri de diode este cel al unei diode varicap (vezi figura 2.24). Comportamentul dinamic la blocare al ambelor tipuri de diode este similar celui descris în § 2.1.8.

Timpul total de revenire $t_{rr}(=t_1+t_2$, vezi § 2.1.8) al unei diode rapide cu joncțiune *pn* poate fi substanțial redus prin introducerea centrilor de recombinare (vezi § 2.14). Reducerea pe această cale a componentelor principale ale timpului t_{rr} conduce însă la creșterea curentului invers I_R al diodei și la scăderea tensiunii de străpungere [4, 6, 7].

2.3.7. Diode Schottky de putere

Particularități funcționale ale diodei Schottky

Diodele Schottky reprezintă o categorie distinctă în cadrul familiei de diode redresoare prin aceea că funcția de redresare este realizată de contactul între un metal și un semiconductor și nu de joncțiuni *pn* semiconductoare [8÷13].

Conform modelului propus de W. Schottky, la joncțiunea dintre metal și semiconductor se formează o regiune de sarcină spațială (regiune de barieră) care explică comportarea redresoare a contactului [8, 10, 11].

Curentul prin dioda Schottky este transportat de un singur tip de purtători, purtătorii majoritari din semiconductor (goluri sau electroni). Deoarece mobilitatea electronilor este de 2...3 ori mai mare decît cea a golurilor, diodele Schottky sînt realizate aproape exclusiv pe semiconduc-de tip *n*. ***Absența injecției de purtători minoritari*** pentru dioda Schottky (spre deosebire de diodele cu joncțiuni *pn*) are două consecințe majore [10]:

— nu există sarcină stocată la nivelul joncțiunii fapt care determină o comportare excelentă în comutație; timpii de comutație depind exclusiv de capacitatea dispozitivului;

— nu apare fenomenul de modulare a rezistivității stratului semiconductor determinat de creșterea nivelului de curent; tensiunea în conducție și tensiunea de blocare sînt sensibil mai mici decît în cazul diodelor cu joncțiuni *pn*.

Aceste particularități funcționale conferă cîteva avantaje clare diodelor Schottky, făcîndu-le de neînlocuit într-o serie de aplicații în care se cer ***viteze mari de comutație și disipații mici de putere la nivele mari de curenți de conducție*** și în care tensiunile de blocare nu sînt critice.

În *Tabelul 2.1* sînt prezentate comparativ caracteristicile diodelor redresoare normale, rapide, epitaxiale și Schottky [8, 9].

Aplicațiile tipice pentru diodele Schottky de putere sînt:

— surse de tensiune mică (în regim de comutație) pentru calculatoare;

— invertoare, choppere

Tabelul 2.1.

Tabel comparativ cu caracteristicile diodelor redresoare normale, rapide, epitaxiale și Schottky.

Tipul diodei	Tensiune de blocare	Tensiune în conducție	Timp de comutație	Curent mediu redresat
Diode *pn* normale difuzate	1000...3000V	1,2...1,4V	5μs	0,4...1000A
Diode *pn* rapide difuzate	600...1200V	1,4...1,8V	0,2...1 μs	0,4...600A
Diode *pn* epitaxiale	100... 600V	1...1,2V	0,05...0,1μs	0,4...1A
Diode Schottky	30... 60V	0,6...0,8V	0,05...0,08μs	10...80A

Tehnologia de realizare a diodelor Schottky de putere [12, 13]

Dificultatea tehnologică majoră în obținerea diodelor Schottky de putere o constituie realizarea contactului metal-semiconductor.

Etapele tehnologice principale sînt următoarele (vezi figura 2.25)

— *creșterea epitaxială* a unui strat de tip n cu o concentrație de impurități de $10^{15}...10^{16}$ cm^{-3} și cu o grosime de cîțiva microni pe un substrat de tip n^+ de rezistivitate mică (2...5 mΩ cm) și grosimea 150...200 μm care constituie un suport mecanic bun pentru procesările ulterioare;

— *realizarea inelului de gardă* — inelul de gardă constă dintr-o difuzie p^+ selectivă și are rolul de a reduce efectele de margine (tehnică uzuală pentru reducerea intensității cîmpului electric în regim de blocare la marginea joncțiunii, vezi § 2.2.2.);

— *realizarea contactului Schottky* — prin depunerea în vid în condiții de acuratețe deosebită a straturilor metalice.

Contactul metalic constă în general dintr-o succesiune de straturi metalice avînd fiecare un rol bine precizat. Primul metal depus pe stratul epitaxial este cromul sau molibdenul care conferă calități optime contactului metal-semiconductor. Al doilea strat metalic (în general nichel) are un dublu rol: constituie (*a*) un strat metalic corespunzător din punct de vedere al interacțiunii cu aliajele uzuale de lipit folosite în montajul pe capsulă și (*b*) un ecran ce evită contaminarea contactului metal-semiconductor cu compuși din aliaj care ar afecta calitatea contactului metal-semiconductor. Ultimul strat (în general argint) este folosit pentru protejarea stratului de nichel împotriva oxidării;

— *tratamentul termic* — după depunerea straturilor metalice în vid, urmează tratamentul termic (în atmosferă și la temperaturi strict controlate) — tratament în timpul căruia se realizează contactul metalurgic intim între semiconductor și metal (prin formarea unor compuși complecși siliciu-metal). După tratamentul termic urmează separarea structurilor din plachetă;

— *montajul* — pentru evitarea fenomenelor de oboseală termică structura se lipește între doi electrozi de molibden (coeficientul de dilatare al acestui metal este apropiat de cel al siliciului) cu ajutorul unor aliaje adecvate (PbAgIn, PbSnAg, etc.). Ulterior, folosind aliaje de temperatură mai scăzută (LP60 sau SnAg) se montează elementele metalice ale capsulei (ambaza și conexiunea);

— *încapsularea* — se utilizează procedeele clasice de încapsulare (trecere metal-sticlă, capsulă metal-plastic) aplicate la fabricația diodelor redresoare normale.

Caracterizarea diodelor Schottky de putere

Caracteristica în conducție a diodelor Schottky este descrisă de relația [8], [10]:

$$v_F(i_F) = V_{FO} + r_s i_F \tag{2.50}$$

în care V_{FO} este căderea de tensiune pe contactul Schottky iar r_s rezistența serie a diodei.

Mărimile V_{FO} și r_s sînt determinate de proprietățile materialelor utilizate în fabricarea diodei Schottky și de geometria structurii. Relațiile de calcul utilizate în proiectare sînt [10, 11]:

$$V_{FO} = \Phi_{Bn} - \eta\, V_T \ln \frac{A_n A_j T^2}{i_F}, \tag{2.51,a}$$

$$r_s = \frac{w_e}{q N_D \mu_n A_j} + \frac{\rho_s w_s}{A_j}, \tag{2.51,b}$$

unde Φ_{Bn} este potențialul barierei de contact Schottky și depinde în principal de natura metalului utilizat pentru realizarea contactului ($\Phi_{Bn} = 0{,}6\ldots0{,}7$ V pentru Cr, $\Phi_{Bn} \approx 0{,}85$ V pentru Pt), V_T diferența de potențial internă, η factorul de idealitate, A_j aria joncțiunii metal-semiconductor, A_n constanta Richardson ($A_n = 120$ A/cm² K² — pentru electroni), T temperatura de lucru, w_e, w_s grosimile stratului epitaxial și substratului, N_D nivelul de dopare a stratului epitaxial, μ_n mobilitatea electronului, q sarcina electronului, ρ_s rezistivitatea substratului.

În regim de polarizare inversă mărimile caracteristice ale diodei Schottky — curentul invers i_R și capacitatea C_j — sînt descrise de relațiile [10, 11]:

$$i_R = A_j A_n T^2 \exp\left(-\frac{\Phi_{Bn}}{V_T}\right), \tag{2.52}$$

$$C_j = A_j \left[\frac{q N_D \varepsilon_s}{2(\Phi_{Bn} - \Phi_n + V_R)}\right]^{1/2}, \tag{2.53}$$

care ε_s este permitivitatea electrică a semiconductorului n și Φ_n potențialul Fermi pentru electroni.

Timpul de comutație al diodei Schottky t_{rr} este direct proporțional cu sarcina stocată Q_{rr} definită de relația [10, 11]:

$$Q_{rr} = \int_0^{V_{RM}} C_j \, \mathrm{d}V_R. \tag{2.54}$$

La *IPRS-BĂNEASA* se produc în mod curent diode Schottky de 15 A, 30 A și 60 A.

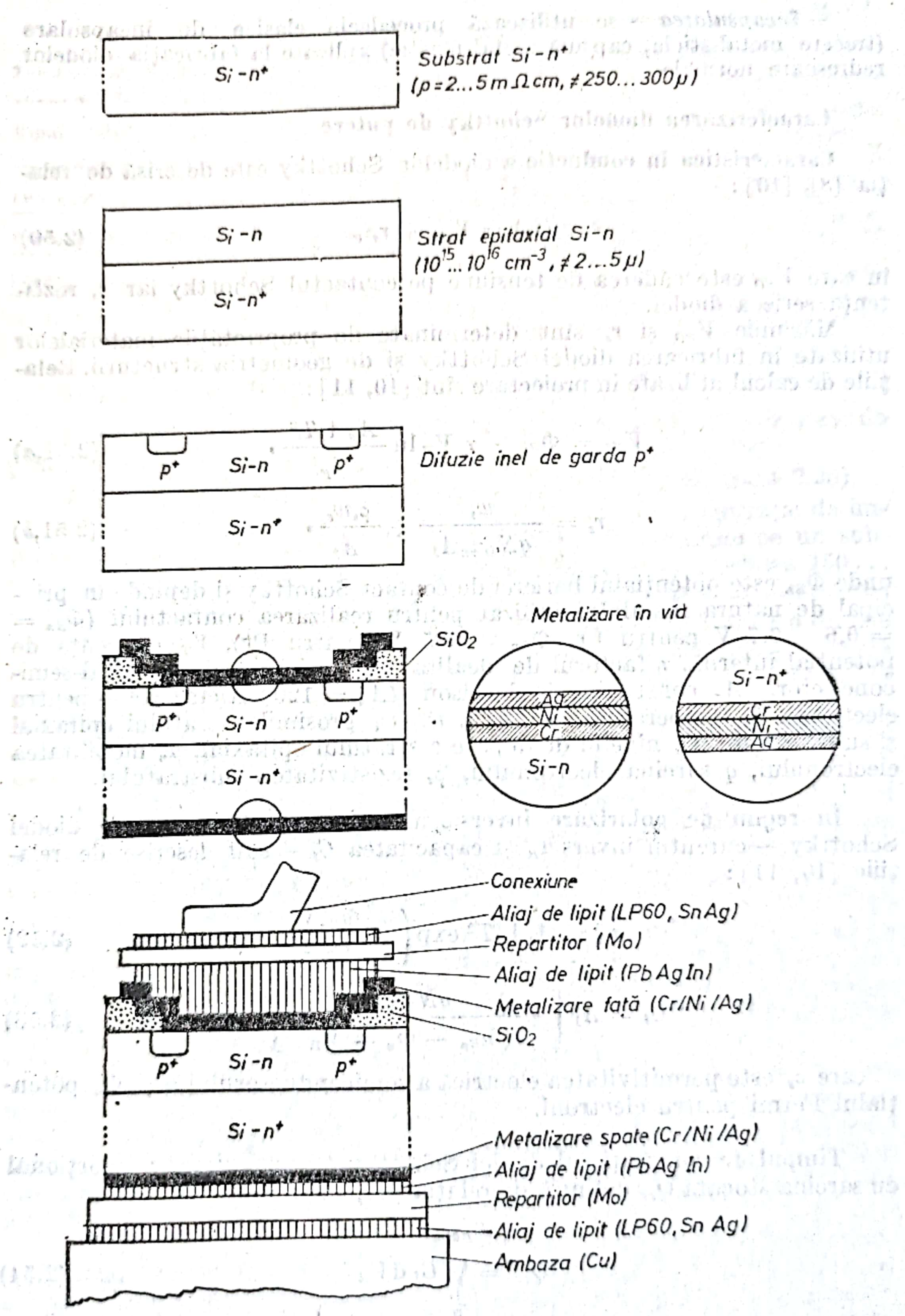


Fig. 2.25. Etapele tehnologice principale de realizare a unei diode Schottky (*desenele nu sînt realizate la scară*).

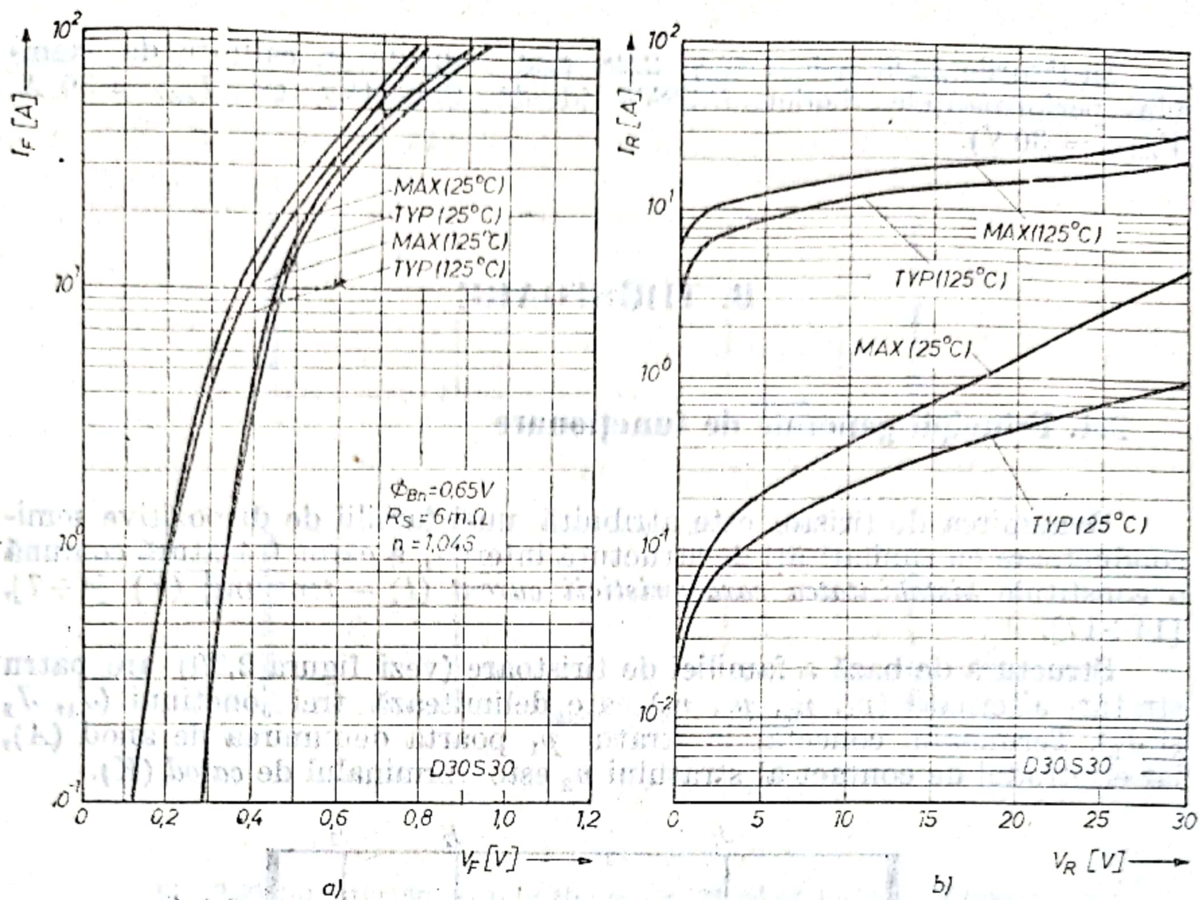


Fig. 2.26. Caracteristica directă (*a*) şi caracteristica inversă (*b*) a diodei Schottky *D30S30* — *IPRS-BĂNEASA*.

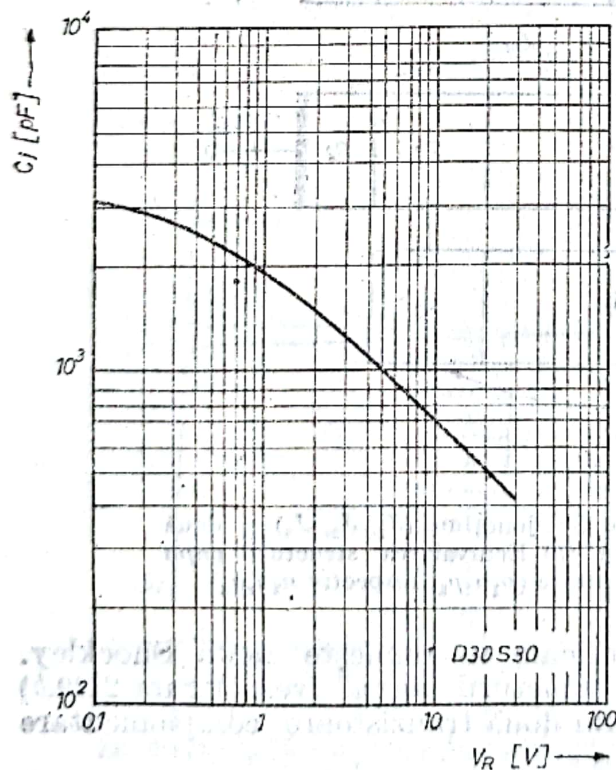


Fig. 2.27. Dependenţa capacităţii diodei Schottky *D30S30* — *IPRS-BĂNEASA*, polarizată invers, de tensiunea inversă.

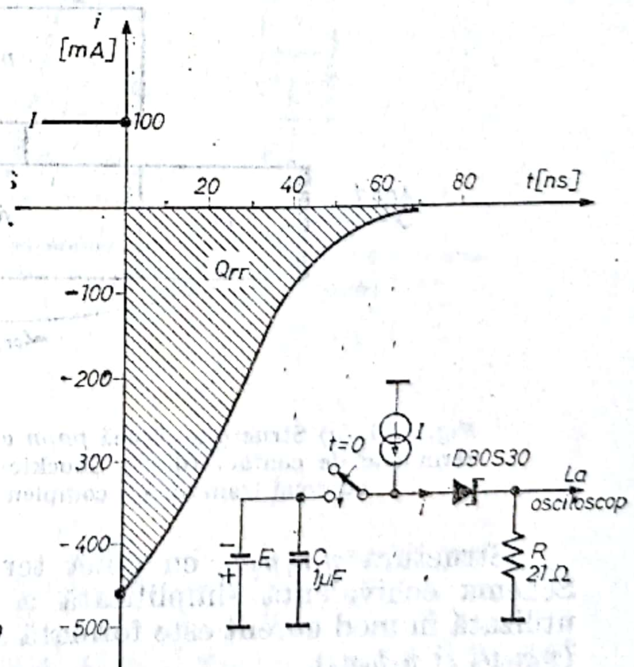


Fig. 2.28. Determinarea sarcinii şi a timpului de revenire inversă. In figură se indică dependenţa tipică a curentului *i* prin dioda *D30S30* — *IPRS-BĂNEASA* în funcţie de timp şi schema de principiu a circuitului de măsură.

În figurile 2.26. *a*, *b*, 2.27 și 2.28 sînt indicate în calitate de exemplu performanțele diodei *D30S30* (diodă Schottky cu $I_{FAV} = 30$ A, $V_{RWM} = 30$ V).

B. TIRISTOARE

2.4. Principii generale de funcționare

Denumirea de tiristor este atribuită unei familii de dispozitive semiconductoare cu similarități de structură internă, a căror trăsătură comună o constituie *bistabilitatea caracteristicii curent* (*I*) — *tensiune* (*V*) [4÷7], [14÷17].

Structura de bază a familiei de tiristoare (vezi figura 2.29) are patru straturi alternate (p_1, n_1, p_2, n_2) care delimitează trei joncțiuni (J_1, J_2 și J_3). Terminalul conectat la stratul p_1 poartă denumirea de anod (*A*), iar electrodul de contact al stratului n_2 este terminalul de *catod* (*K*).

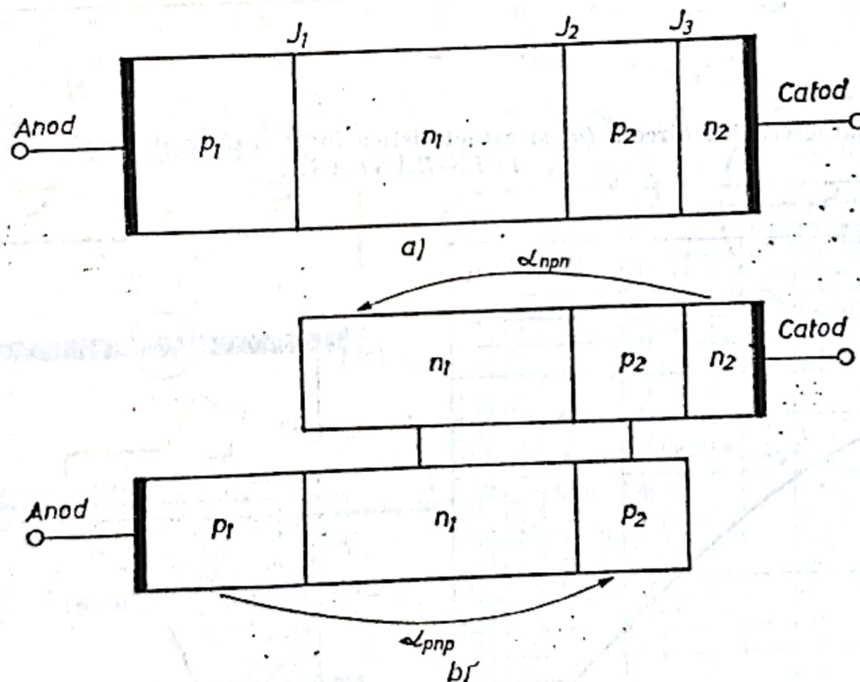


Fig. 2.29. (*a*) Structura clasică *pnpn* cu trei joncțiuni (J_1, J_2, J_3) și două terminale de contact (dioda Shockley). (*b*) Echivalarea structurii *pnpn* cu două tranzistoare complementare ($p_1n_1p_2$, respectiv $n_1p_2n_2$).

Structura $p_1n_1p_2n_2$ cu două terminale se numește diodă Shockley. Schema echivalentă simplificată a structurii *pnpn* (vezi figura 2.29.*b*) utilizată în mod curent este formată din două tranzistoare complementare ($p_1n_1p_2$ și $n_1p_2n_2$).

Toate dispozitivele din familia „tiristoare" sînt derivate ale structurii *pnpn* din figura 2.29. Cel mai răspîndit dispozitiv din această familie are

un electrod suplimentar (de comandă) conectat la stratul p_2 (baza p_2). Acest terminal de comandă (figura 2.30.*a*) poartă denumirea de *poartă* (*G* = *gate*, în limba engleză).

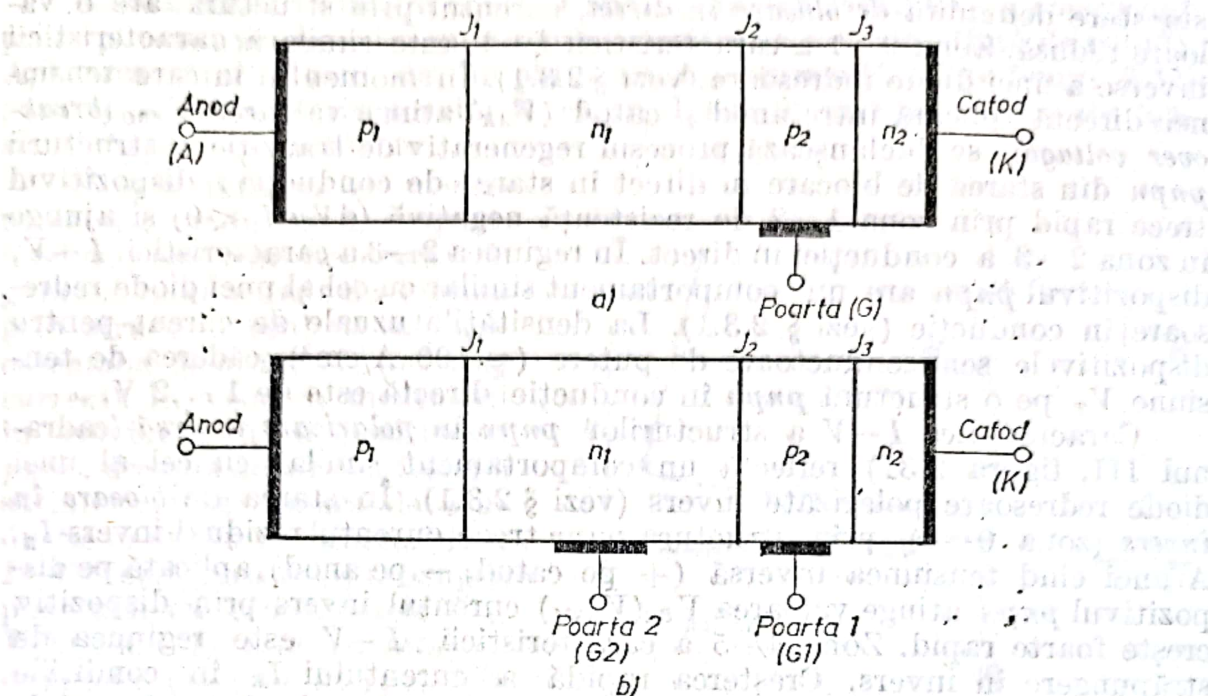


Fig. 2.30. (*a*) Structura unui tiristor convențional cu contact de poartă atașat bazei p_2. (*b*) Structura unui tiristor cu terminale de contact atașate fiecărui strat semiconductor.

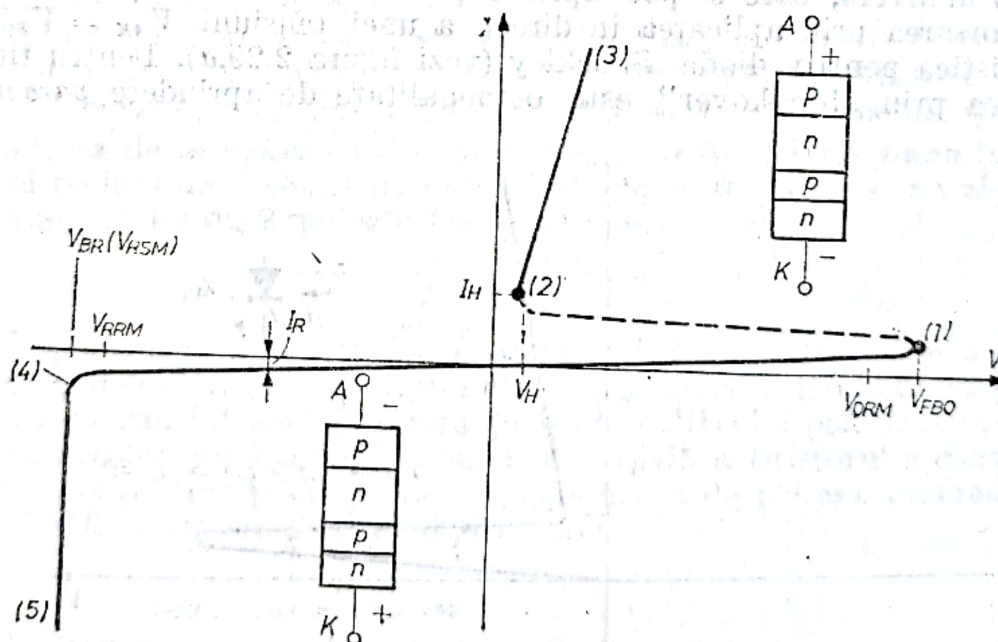


Fig. 2.31. Caracteristica statică curent (*I*) — tensiune (*V*) a unui dispozitiv semiconductor cu structura *pnpn* la polarizarea în direct și în invers.

În cazul general (figura 2.30.*b*), atît stratul n_1, cît și stratul p_2, pot avea cîte un electrod de comandă (poartă).

Caracteristica statică *curent* (*I*) — *tensiune* (*V*) a unei structuri *pnpn* (cu sau fără electrozi de poartă) are forma tipică din figura 2.31.

La *polarizarea directă* a structurii *pnpn* (+ pe anod, — pe catod) se obţine caracteristica $I-V$ din cadranul I în forma literei S. Pe porţiunea 0—1 a caracteristicii, dispozitivul blochează tensiunea aplicată. În această stare denumită *de blocare în direct*, curentul prin structură are o valoare redusă. Zona 0—1 a caracteristicii $I-V$ este similară caracteristicii inverse a unei diode redresoare (vezi § 2.3.1). În momentul în care tensiunea directă aplicată între anod şi catod (V_{AK}) atinge valoarea V_{FBO} (*breakover voltage*), se declanşează procesul regenerativ de tranziţie a structurii *pnpn* din starea de blocare în direct în starea de conducţie: dispozitivul trece rapid prin zona 1—2 de rezistenţă negativă ($dV/dI < 0$) şi ajunge în zona 2—3 a conducţiei în direct. În regiunea 2—3 a caracteristicii $I-V$, dispozitivul *pnpn* are un comportament similar cu cel al unei diode redresoare în conducţie (vezi § 2.3.1). La densităţile uzuale de curent pentru dispozitivele semiconductoare de putere (≈ 100 A/cm²), căderea de tensiune V_T pe o structură *pnpn* în conducţie directă este de 1...2 V.

Caracteristica $I-V$ a structurilor *pnpn* în *polarizare inversă* (cadranul III, figura 2.31) reflectă un comportament similar cu cel al unei diode redresoare polarizate invers (vezi § 2.3.1). În starea de *blocare în invers* (zona 0—4), prin structura *pnpn* trece curentul rezidual invers I_R. Atunci cînd tensiunea inversă (+ pe catod, — pe anod) aplicată pe dispozitivul *pnpn* atinge valoarea $V_{BR}(V_{RSM})$ curentul invers prin dispozitiv creşte foarte rapid. Zona 4—5 a caracteristicii $I-V$ este regiunea de străpungere în invers. Creşterea rapidă a curentului I_R în condiţiile aplicării unei tensiuni inverse de valori mari conduce la disipări mari de putere şi, în final, la distrugerea dispozitivului. Parametrii $V_{DRM}(< V_{FBO})$ şi $V_{RRM}(< V_{BR})$ sînt valorile maxime ale tensiunilor de blocare în direct, respectiv în invers, care se pot aplicarepetitiv pe tiristor (figura 2.31).

Amorsarea prin aplicarea în direct a unei tensiuni $V_{AK} = V_{BO}$ este caracteristică pentru dioda Shockley (vezi figura 2.29.*a*). Pentru tiristor amorsarea prin „breakover” este o modalitate de aprindere *parazită* şi

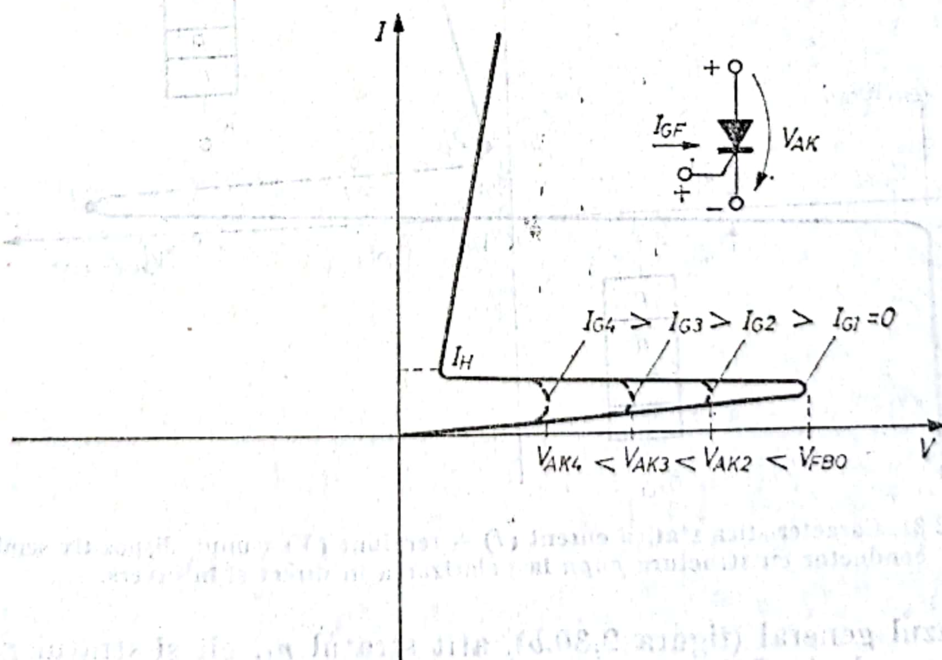


Fig. 2.32. Caracteristica statică curent (I) — tensiune (V) a unui tiristor convenţional la polarizarea în direct a structurii pentru cîteva valori ale amplitudinii curentului pozitiv I_{GF} aplicat pe poartă.

poate conduce la distrugerea dispozitivului (vezi §2.8.3). În consecință, tensiunea de blocare maximă în funcționare trebuie să fie mai mică decît V_{FBO}.

Amorsarea tiristoarelor convenționale (vezi figura 2.30.*a*) se efectuează prin aplicarea pe poartă a unui semnal pozitiv de comandă (față de catod). Aplicarea unui curent de amplitudine I_{GF} crescîndă (vezi figura 2.32) permite amorsarea tiristorului la valori din ce în ce mai reduse ale tensiunii de blocare în direct.

Pentru intrarea și menținerea în conducție a dispozitivelor *pnpn* este necesară asigurarea unui curent de sarcină prin structură egal cu valoarea *curentului de agățare* I_L (*latching current*). În vederea menținerii în conducție a dispozitivelor *pnpn*, dreapta de sarcină trebuie să intersecteze ramura de conducție în direct a caracteristicii $I-V$ (vezi figura 2.33) deasupra punctului cu coordonatele (I_H, V_H), unde I_H este *curentul de menținere* (*holding current*). De regulă, într-un tiristor $I_L > I_H$.

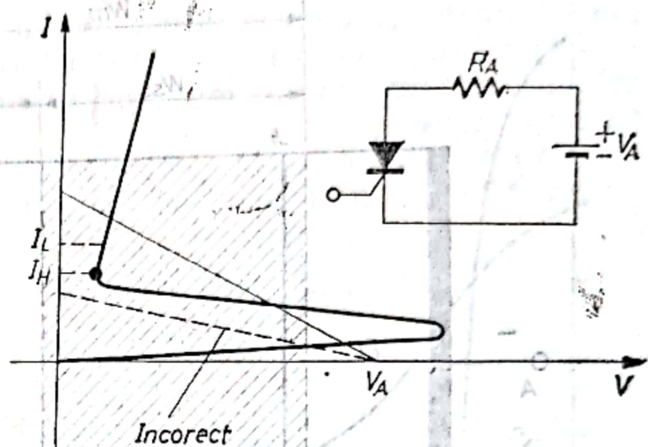


Fig. 2.33. Modalitatea corec a ue plasare a dreptei de sarcină pe caracteristica $I-V$ a unui dispozitiv *pnpn* pentru asigurarea menținerii sale în starea de conducție în direct.

Dispozitivele cu structura *pnpn* sînt utilizate în calitate de comutatoare electronice datorită proprietății lor de a avea două stări stabile: de *blocare* (*off*) și de *conducție* (*on*). Caracteristica $I-V$ are trei regiuni distincte (figura 2.31): de polarizare în invers, de blocare în direct și de conducție.

Căderea de tensiune anod—catod V_{AK} pe dispozitivele *pnpn* în toate cele trei regiuni de funcționare este aproximativ egală cu suma algebrică a căderilor de tensiune pe cele trei joncțiuni:

$$V_{AK} = V_{J1} + V_{J2} + V_{J3} \tag{2.55}$$

Comportamentul tiristorului convențional se aseamănă cu cel al diodei redresoare, deosebirea constînd în necesitatea aplicării unui curent pozitiv de poartă pentru intrarea în conducție a dispozitivului polarizat în direct. Datorită acestor similitudini, denumirea inițială a tiristorului convențional, care s-a păstrat pînă în prezent, este aceea de *redresor comandat din siliciu* (*SCR* = *Silicon Controlled Rectifier*).

2.5. Structura *pnpn* la polarizare în invers

La polarizarea în invers a structurii *pnpn*, tensiunea anod-catod este negativă. În consecință, joncțiunile J_1 și J_3 sînt polarizate în invers, iar joncțiunile centrală (de colector) J_2 este polarizată în direct (figura 2.34). Considerînd joncțiunile J_1, J_2, J_3 ca abrupte și asimetrice, iar dopajul celor patru straturi ale structurii ca fiind uniform, cu valorile tipice indi-

cate în figura 2.34, tensiunile de străpungere în avalanşă V_{BR} ale joncţiunilor polarizate invers (J_1 şi J_3) se obţin din următoarele relaţii [6] :

$$V_{BR(J_1)} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_s E_{cr}^2}{2qN_{D1}} \cong 2900 \text{ V (tipic)}, \tag{2.56.a}$$

$$V_{BR,J_3)} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_s E_{cr}^2}{2qN_{A_2}} \approx 2{,}9 \text{ V (tipic)}, \tag{2.56.b}$$

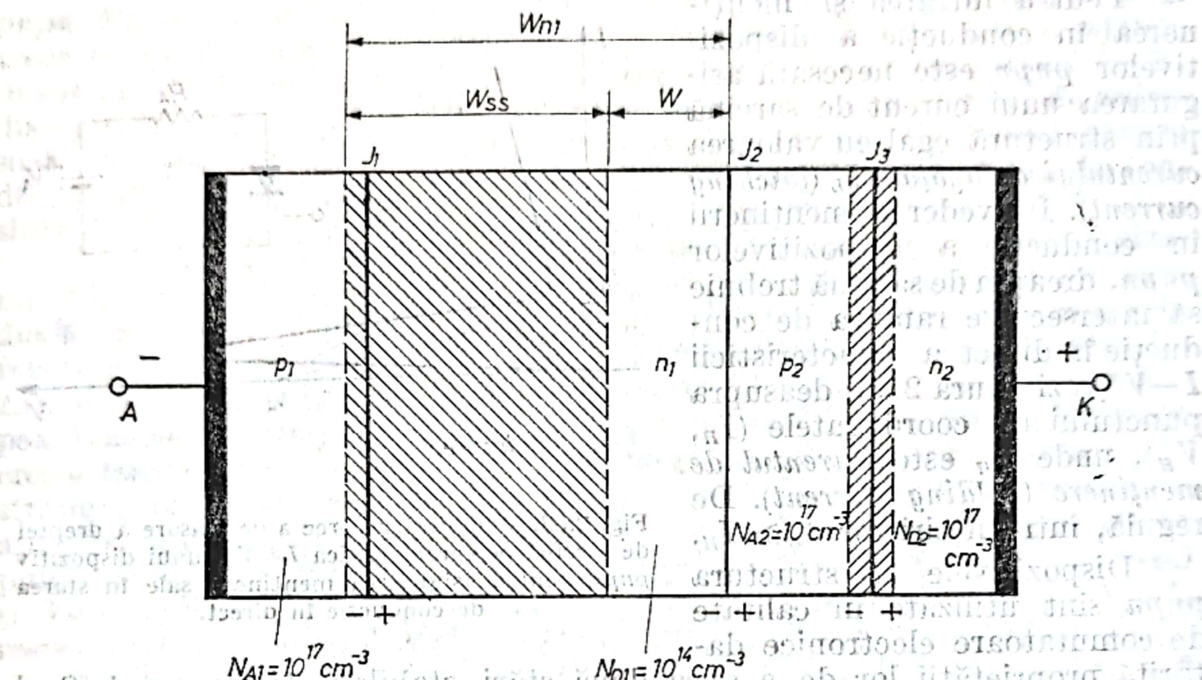


Fig. 2.34. Polarizarea joncţiunilor J_1, J_2 şi J_3 la blocarea în invers a unui dispozitiv cu structura *pnpn* (dopajul cu impurităţia straturilor semiconductoare se consideră uniform).

(s-au folosit următoarele valori numerice $\varepsilon_s = 11{,}7$, $E_{cr} = 3 \cdot 10^5$ V/cm în siliciu, $q = 1{,}6 \times 10^{-19}$C, $N_{D1} = 10^{14}$ cm^{-3}, $N_{A2} = 10^{17}$ cm^{-3}).

Rezultatul obţinut indică faptul că *tensiunea inversă aplicată pe dispozitiv este blocată de joncţiunea de anod* J_1 (joncţiunea J_3 străpungându-se la valori extrem de reduse ale tensiunii inverse aplicate). Se remarcă faptul că tensiunea de străpungere în avalanşă are valori cu atît mai mari cu cît dopajul N_{D1} al stratului (bazei) n_1 este mai redus.

Extinderea zonei de sarcină spaţială $W_{ss(J_1)}$ la o tensiune inversă aplicată pe dispozitiv egală cu V_{BR} se obţine în cazul aproximaţiilor menţionate din relaţia :

$$W_{ss(J_1)} = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0 \varepsilon_s V_{BR}}{qN_D}} \approx 194 \ \mu\text{m}. \tag{2.57}$$

Se observă că pentru a putea „susţine" o tensiune inversă de valoare cît mai mare, *baza* n_1 *trebuie să aibă o lăţime apreciabilă*. Extinderea zonei de sarcină spaţială în baza n_1 este însă cu atît mai mare, cu cît dopajul acestui strat (N_{D1}) este mai redus. Dacă baza n_1 *nu este suficient de groasă, străpungerea dispozitivului are loc prin efectul de pătrundere* (*punchthrough — PT —* sau *reachthrough*) (vezi §2.1.6) : zona de sarcină spaţială se ex-

tinde în toată baza n_1 şi, în consecinţă, joncţiunea J_1 este „scurtcircuitată" la joncţiunea J_2.

Valoarea efectivă a tensiunii de străpungere este influenţată de *profilul real* al impurităţilor din structura *pnpn*. În figura 2.35 este prezen-

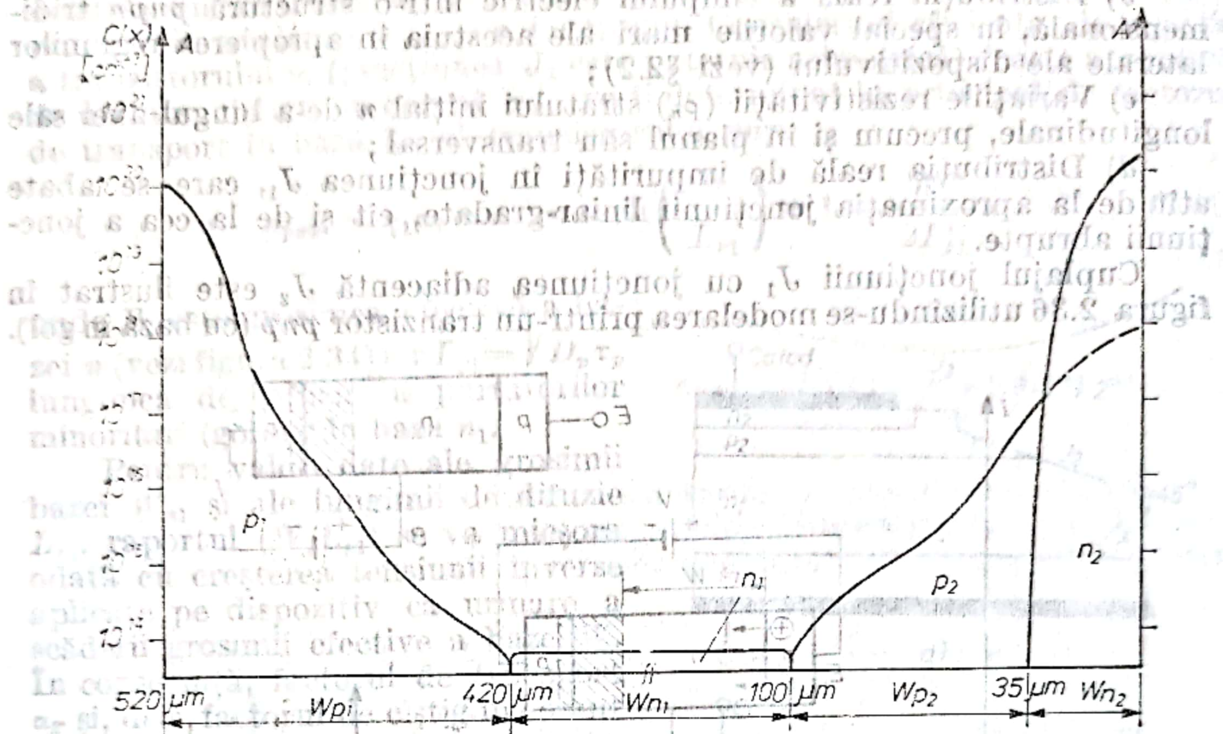


Fig. 2.35. Ilustrarea profilului tipic de impurităţi într-un dispozitiv *pnpn* cu tensiuni $V_{DRM} = V_{RRM} = 2000$ V.

tat profilul de impurităţi tipic pentru un dispozitiv *pnpn* cu $V_{DRM} = V_{RRM} = 2000$ V. Structura $p_1n_1p_2$ este realizată prin efectuarea unei difuzii de impurităţi acceptoare (Ga, Al sau Ga + Al) într-o plachetă de tip n cu $N_D = 10^{14}$ cm^{-3}. Catodul n_2 este obţinut printr-o difuzie ulterioară de impurităţi donoare (P sau As). Contactul ohmic pe partea de anod se realizează printr-o difuzie p^+ de bor. Se remarcă în acest caz adîncimea relativ mare ($\approx$ 75 μm) a joncţiunii de anod J_1. De regulă, profilul de impurităţi al stratului p_1 se aproximează cu cel al unei joncţiuni liniar-gradate. Tensiunea de străpungere în avalanşă pentru o astfel de joncţiune este dată de (vezi §2.1) [4, 6]:

$$V_{BR} = \frac{9{,}17 \times 10^9}{a^{0,4}} \text{ [V]}, \tag{2.58}$$

unde a(cm^{-4}) este gradientul concentraţiei de impurităţi în stratul p_1.

Din relaţia (2.58) se remarcă faptul că tensiunea de străpungere în avalanşă V_{BR} are o valoare cu atît mai mare, cu cît gradientul de impurităţi este mai redus, adică cu cît joncţiunea J_1 este mai adîncă.

Obţinerea unor *tensiuni de străpungere* V_{BR} *de valori mari* în tiristoarele de putere este astfel condiţionată de obţinerea unor *joncţiuni de blocare cu adîncimi mari.*

Tensiunile de străpungere care se pot obține în structuri *pnpn* reale sînt de regulă inferioare valorilor predictate de relațiile (2.56.*a*) și (2.58). Factorii principali care conduc la micșorarea tensiunii reale de străpungere (față de valoarea predictată) sînt:

a) Cuplajul joncțiunilor J_1 și J_2 într-o manieră similară cu cea dintr-un tranzistor cu baza în gol;

b) Distribuția reală a cîmpului electric într-o structură *pnpn* tridimensională, în special valorile mari ale acestuia în apropierea regiunilor laterale ale dispozitivului (vezi §2.2);

c) Variațiile rezistivității (ρ_n) stratului inițial *n* de-a lungul axei sale longitudinale, precum și în planul său transversal;

d) Distribuția reală de impurități în joncțiunea J_1, care se abate atît de la aproximația joncțiunii liniar-gradate, cît și de la cea a joncțiunii abrupte.

Cuplajul joncțiunii J_1 cu joncțiunea adiacentă J_2 este ilustrat în figura 2.36 utilizîndu-se modelarea printr-un tranzistor *pnp* (cu baza în gol).

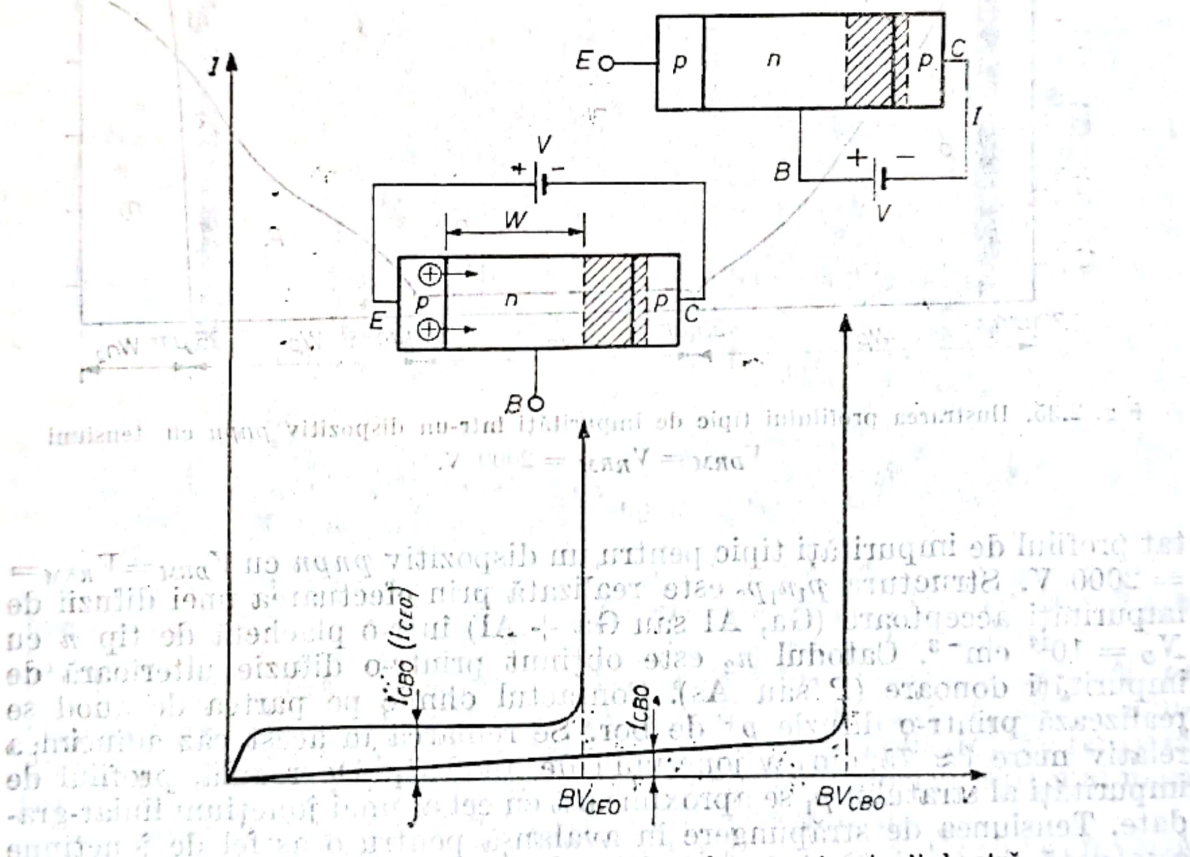


Fig. 2.36. Ilustrarea modalității de reducere a tensiunii de străpungere $V_{BR(J_1)}$ prin *efectul de tranzistor cu baza în gol.*

Tensiunile de străpungere BV_{CEO} (cu baza în gol) și BV_{CBO} (cu emitorul în gol) într-un tranzistor sînt corelate prin relația [6]

$$BV_{CEO} = BV_{CBO}\,(1 - \alpha)^{1/n}, \tag{2.59}$$

unde α este factorul de cîștig în curent al tranzistorului în conexiunea cu baza-comună iar *n* o constantă ($n = 6$ pentru joncțiuni $p^+ - n$, $n = 4$ pentru joncțiuni $n^+ - p$).

Într-o manieră similară, tensiunea de străpungere BV_{J_1} a joncțiunii de anod este corelată cu tensiunea $V_{BR(J_1)}$ calculată cu (2.54.*a*) sau (2.58)

prin relaţia:

$$BV_{J_1} = V_{BR(J_1)}(1 - \alpha_{pnp})^{\frac{1}{6}} \qquad (2.60)$$

Întrucît expresia $(1 - \alpha_{pnp})^{\frac{1}{6}}$ este mai mică decît unitatea, tensiunea de străpungere teoretică BV_{J_1} este inferioară ca valoare tensiunii de străpungere în avalanşă $V_{BR(J_1)}$ a joncţiunii. Considerînd eficienţa de injecţie a tranzistorului γ_1 (joncţiunea J_1 este puternic asimetrică) foarte apropiată de unitate, cîştigul în curent α_{pnp} va fi determinat în principal de factorul de transport în bază α_T al tranzistorului *pnp*.

$$\alpha_{pnp} = \gamma_1 \alpha_T \approx \alpha_T = \operatorname{sech}\left(\frac{W}{L_{p1}}\right) \approx 1 - \frac{W^2}{2L_{p1}^2}, \qquad (2.61)$$

unde W este grosimea efectivă a bazei n (vezi figura 2.34) iar $L_{p1} = \sqrt{D_p \tau_p}$ lungimea de difuzie a purtătorilor minoritari (goluri) în baza n_1.

Pentru valori date ale grosimii bazei W_{n1} şi ale lungimii de difuzie L_{p1}, raportul (W/L_{p1}) se va micşora odată cu creşterea tensiunii inverse aplicate pe dispozitiv ca urmare a scăderii grosimii efective a bazei W. În consecinţă, factorul de transport α_T şi, deci, factorul de cîştig în curent α_{pnp} vor creşte odată cu creşterea tensiunii inverse pe structura *pnpn*, ceea ce conduce — conform relaţiei (2.60) — la scăderea pronunţată a valorii tensiunii BV_{J1}.

În practică *pentru a mări tensiunea maximă de blocare a structurilor pnpn suprafeţele laterale ale dispozitivelor se conturează sub un unghi pozitiv* θ (vezi §2.2). Această operaţie conduce la micşorarea valorii cîmpului electric la şi în apropierea suprafeţelor laterale interne ale dispozitivului, prevenind astfel străpungerea prematură a structurii. Pentru unghiuri de conturare θ pozitive (vezi §2.2) valoarea cîmpului electric E la suprafaţa laterală internă a structurii este redus — într-o aproximaţie de ordinul întîi — cu un factor sin θ. Tensiunea de străpungere va fi dictată în acest caz de valoarea cîmpului electric din volum şi va avea loc uniform în volumul structurii semiconductoare.

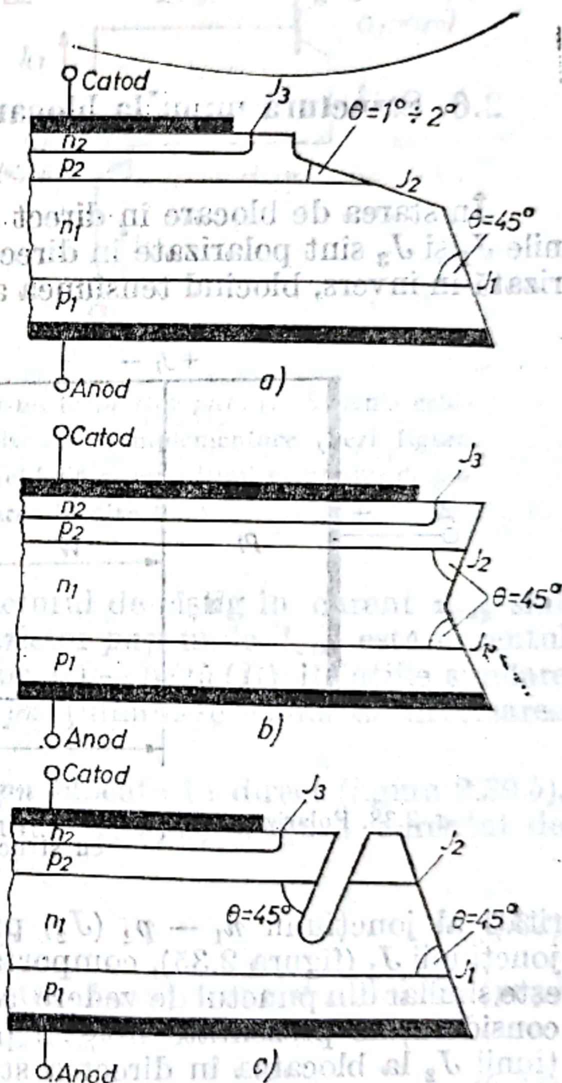


Fig. 2.37. (*a*) Structură clasică de obţinere a tensiunilor mari de blocare în direct şi invers a dispozitivelor *pnpn*, prin conturarea sub un unghi pozitiv a joncţiunii J_1 şi sub un unghi negativ mic a joncţiunii J_2 (*b*) Structură cu unghiuri pozitive de conturare a suprafeţelor laterale corespunzătoare celor două joncţiuni. (*c*) Modalitate de conturare a suprafeţelor laterale sub două unghiuri pozitive.

În figura 2.37 sînt prezentate trei variante de structuri *pnpn* avînd unghiuri de conturare θ pozitive pentru joncţiunea de anod J_1. Cu asemenea structuri se pot obţine valori ale tensiunii de străpungere în invers apropiate de cele ale joncţiunilor plane.

Pentru protejarea suprafeţelor laterale externe ale structurilor *pnpn* acestea se acoperă cu răşină siliconică.

O condiţie esenţială de obţinere a tensiunilor înalte de străpungere în volum o constituie *uniformitatea dopajului* (*rezistivităţii*) bazei *n*, atît pe axa longitudinală, cît şi în planul transversal al structurii (tensiunea de străpungere este determinată de valoarea minimă a rezistivităţii). Pentru a asigura variaţii ale rezistivităţii plachetei iniţiale de tip *n* sub ± 1% se utilizează *siliciu dopat prin bombardare cu neutroni* (*Neutron Transmutation Doping — NTD*). În siliciul dopat convenţional, variaţiile rezistivităţii ρ_n ating valori de pînă la ± 15%.

2.6. Structura pnpn la blocarea în direct

În starea de blocare în direct a structurii *pnpn* (figura 2.38), joncţiunile J_1 şi J_3 sînt polarizate în direct, iar joncţiunea centrală J_2 este polarizată în invers, blocînd tensiunea aplicată pe dispozitiv. Profilul de impu-

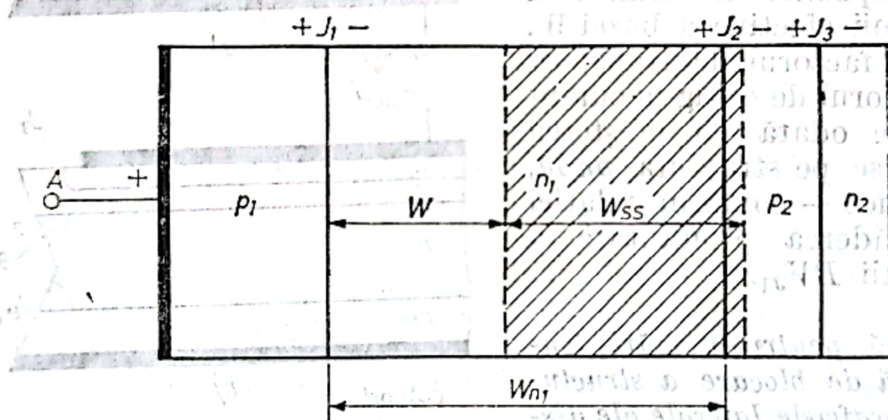


Fig. 2.38. Polarizarea joncţiunilor J_1, J_2, J_3 la blocarea în direct a unui dispozitiv cu structura *pnpn*.

rităţi al joncţiunii $n_1 - p_2$ (J_2) polarizate invers fiind identic cu cel a joncţiunii J_1 (figura 2.35), comportamentul teoretic al celor două joncţiuni este similar din punctul de vedere al tensiunii de străpungere. În consecinţă consideraţiile prezentate în §2.5 pentru joncţiunea J_1 se aplică şi joncţiunii J_2 la blocarea în direct a structurii *pnpn*. Din aceste considerente rezultă implicit că tensiunile de blocare în direct şi în invers a unei structuri *pnpn* trebuie să fie apropiate ca valoare.

În vederea micşorării cîmpului electric la suprafaţa laterală internă a structurii *pnpn* în vecinătatea joncţiunii J_2 şi a obţinerii unor tensiuni de străpungere în volum apropiate de cele ale joncţiunilor plane, joncţiunea J_2 se realizează sub un *unghi de conturare negativ* de valori mici ($\theta \leq 6°$). Această soluţie clasică (figura 2.37.*a*) are dezavantajul că micşorează aria utilă a catodului, deci capabilitatea în curent a dispo-

zitivului. *Soluția modernă de realizare a tiristoarelor apelează la structuri cu unghi dublu pozitiv* (figurile 2.37.*b* și *c*). Această soluție se bazează pe similitudinea profilelor de impurități ale joncțiunilor J_1 și J_2.

Expresia curentului $I_A(= I_K)$ prin dispozitiv la blocarea în direct se obține utilizînd schema echivalentă simplificată (bazată pe aproximații de unidimensionalitate) a structurii *pnpn* (figura 2.29.*a*), formată din două tranzistoare complementare. Relațiile de bază dintre curenții de emitor

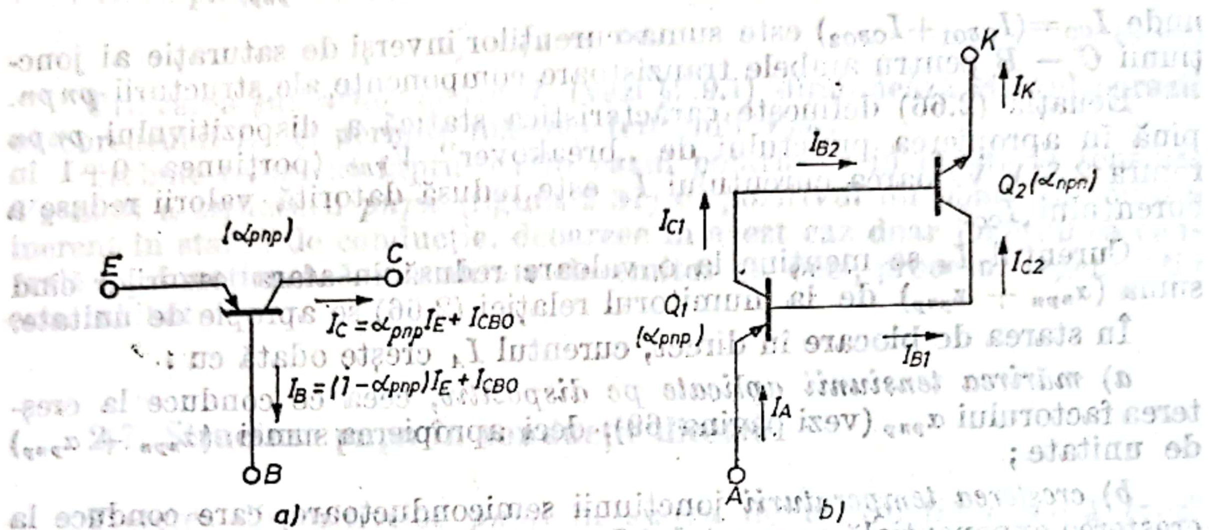


Fig. 2.39. (*a*) Relațiile dintre curenți într-un tranzistor *pnp*. (*b*) Schema echivalentă simplificată formată din tranzistoare complementare (vezi figura 2.29.*b*) utilizată pentru deducerea expresiei 2.66 a curentului printr-un dispozitiv *pnpn* la blocarea în direct.

(I_E), de colector (I_C), de bază (I_B) și factorul de cîștig în curent α_{pnp} sînt indicate în figura 2.39.*a*, pentru un tranzistor *pnp* unde I_{CBO} este curentul invers de saturație al joncțiunii colector (*C*) — bază (*B*). Relațiile similare se pot obține și pentru un tranzistor *npn*, ținîndu-se seama de inversarea sensului curenților implicați.

În schema echivalentă a structurii *pnpn* blocate în direct (figura 2.39.*b*), curentul de colector I_{C2} al tranzistorului $Q_2(npn)$ asigură curentul de bază I_{B1} al tranzistorului Q_1 (*pnp*) [14]:

$$I_{B1} = I_{C2}. \tag{2.62}$$

În mod similar, curentul de colector I_{C1} al tranzistorului Q_1 (*pnp*) alimentează baza (I_{B2}) tranzistorului Q_2 (*npn*):

$$I_{C1} = I_{B2}. \tag{2.63}$$

Identitățile (2.62) și (2.63) pun în evidență bucla de reacție pozitivă din structură, care asigură desfășurarea proceselor regenerative în dispozitivele *pnpn*.

Curentul de bază I_{B1} al tranzistorului $Q_1(pnp)$ se exprimă prin (vezi figura 2.39.*b*):

$$I_{B1} = I_{E1} - I_{C1} = I_{E1} - \alpha_{pnp} I_{E1} - I_{CBO1} = (1 - \alpha_{pnp}) I_A - I_{CBO1} \tag{2.64}$$

şi este asigurat de curentul I_{C2} avînd expresia :

$$I_{C2} = \alpha_{npn} I_{E2} + I_{CBO2} = \alpha_{npn} I_K + I_{CBO2}. \quad (2.65)$$

Ţinînd seama de faptul că într-o structură *pnpn* blocată în direct $I_A = I_K$, prin înlocuirea relaţiilor (2.64) şi (2.65) în (2.62) se obţine [6, 14] :

$$I_A = \frac{I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1 - (\alpha_{npn} + \alpha_{pnp})} = \frac{I_{CO}}{1 - (\alpha_{npn} + \alpha_{pnp})} \quad (2.66)$$

unde $I_{CO} = (I_{CBO1} + I_{CBO2})$ este suma curenţilor inverşi de saturaţie ai joncţiunii $C - B$ pentru ambele tranzistoare componente ale structurii *pnpn*.

Ecuaţia (2.66) defineşte caracteristica statică a dispozitivului *pnpn* pînă în apropierea punctului de „breakover" V_{FBO} (porţiunea 0—1 în figura 2.31). Valoarea curentului I_A este redusă datorită valorii reduse a curentului I_{CO}.

Curentul I_A se menţine la o valoare redusă în afara cazurilor cînd suma $(\alpha_{npn} + \alpha_{pnp})$ de la numitorul relaţiei (2.66) se apropie de unitate.

În starea de blocare în direct, curentul I_A creşte odată cu :

a) mărirea tensiunii aplicate pe dispozitiv, ceea ce conduce la creşterea factorului α_{pnp} (vezi pagina 69), deci apropierea sumei $(\alpha_{npn} + \alpha_{pnp})$ de unitate ;

b) creşterea temperaturii joncţiunii semiconductoare, care conduce la creşterea exponenţială a curentului I_{CO} ;

c) creşterea curentului I_{CO} care, la rîndu-i, conduce la creşterea factorilor de cîştig în curent α_{npn} şi α_{pnp} (figura 2.40).

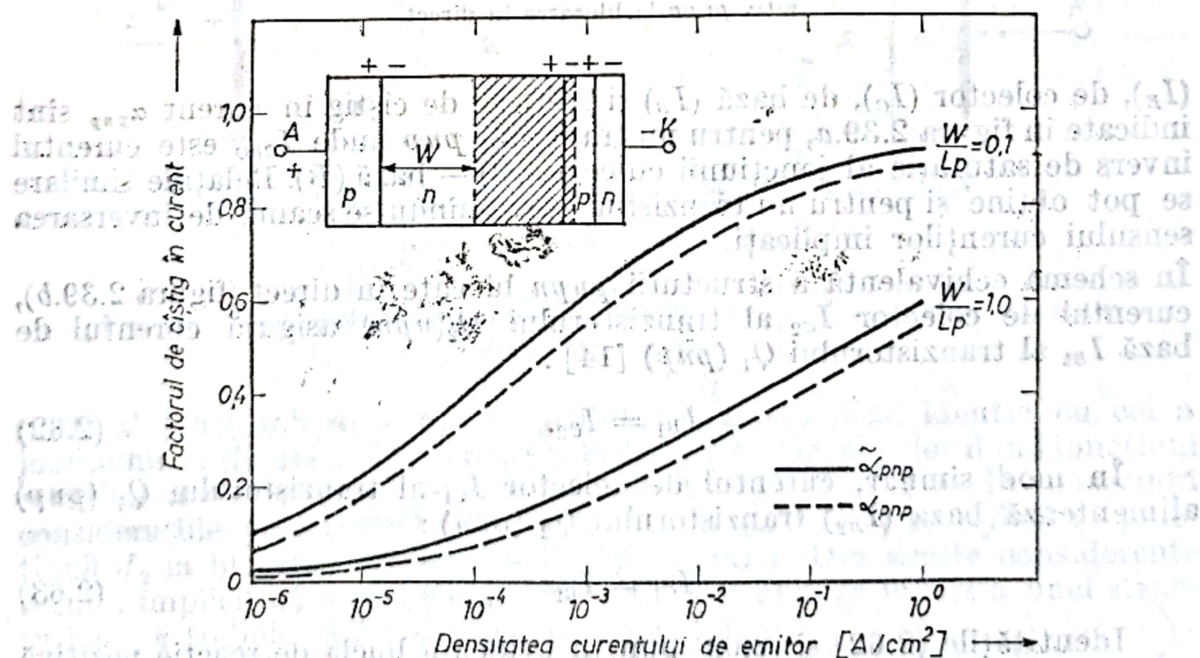


Fig. 2.40. Dependenţa de densitatea curentului de emitor a cîştigului în curent static α_{pnp} şi de semnal mic $\tilde{\alpha}_{pnp}$ pentru un tranzistor *pnp* cu parametrii similari celui utilizat în dispozitivele *pnpn* (vezi figurile 2.34...2.36). Factorii de cîştig în curent α_{npn} şi $\tilde{\alpha}_{npn}$ ai tranzistorului *npn* component al structurii (vezi figurile 2.34...2.36 şi figura 2.39.*b*) au o dependenţă similară de densitatea curentului I_E.

Relația (2.66) exprimă *reacția pozitivă intrinsecă din dispozitivele pnpn* : curentul I_A depinde de factorii de cîștig α_{npn} și α_{pnp} care, la rîndul lor, depind de curentul I_A.

Creșterea celor doi α odată cu creșterea curentului prin structură (I_A) stă la baza amorsărilor parazite ale dispozitivelor *pnpn* (vezi §2.9).

Condiția simplificată a amorsării se exprimă prin

$$(\alpha_{npn} + \alpha_{pnp}) = 1 \tag{2.67}$$

ceea ce implică (vezi relația 2.66)

$$I_A \to \infty. \tag{2.68}$$

Utilizarea *șunturilor de catod* (vezi §2.9.1) diminuează efectul parazit al curentului I_{CO} și permite mărirea tensiunii V_{DRM}.

Trebuie remarcat faptul că în cazul polarizării în invers la tensiuni V_R mari a structurii *pnpn* (figura 2.37) dispozitivul nu poate să comute inerent în starea de conducție, deoarece în acest caz doar joncțiunea centrală J_2 funcționează în calitate de emitor și, deci, procesul regenerativ este inhibat.

2.7. Structura pnpn în conducție directă

Trecerea dispozitivelor *pnpn* în starea de conducție directă (vezi §2.8 și §2.9) este însoțită de polarizarea în direct a tuturor joncțiunilor (figura 2.41.*a*). În starea de conducție directă ambele tranzistoare componente ale structurii *pnpn* se află în saturație.

Conform relației (2.55), căderea de tensiune $V_{AK}(\equiv V_T)$ pe dispozitivul în conducție directă este dată de [14]:

$$V_T = V_{J1} - |V_{J2}| + V_{J3} \tag{2.69}$$

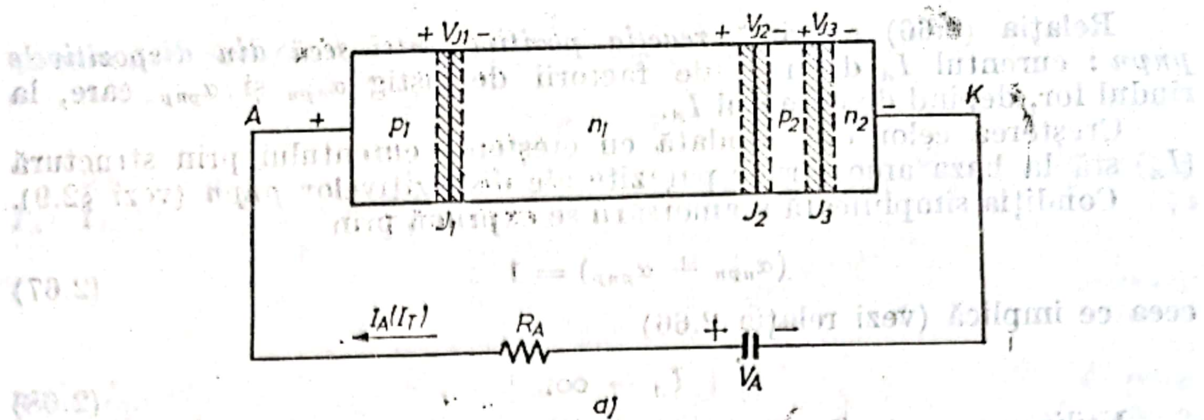
Din punct de vedere practic valoarea acestei tensiuni este aproximativ egală cu căderea de tensiune pe o joncțiune *pn* polarizată în direct plus cea de pe un tranzistor aflat în saturație. Cu cît gradul de saturație al celor două tranzistoare componente ale structurii *pnpn* este mai mare, cu atît durata procesului tranzitoriu de blocare a dispozitivelor este mai mare (vezi §2.11).

Caracteristica statică I — V a unui tiristor (figura 2.41.*b*) se aseamănă cu cea a unei diode: V_{TO} este tensiunea de „prag", iar r_T este panta.

Valoarea curentului I_T prin dispozitivul aflat în conducție este limitată numai de rezistența de sarcină externă (vezi figura 2.41). Continuitatea curentului prin structură este asigurată de injecția golurilor din stratul p_1 în baza n_1 și de injecția de electroni din emitorul n_2 în baza p_2 (vezi figura 2.42).

Întrucît concentrațiile de purtători injectați de emitorii p_1 și n_2 în bazele adiacente sînt mult mai mari decît dopajul straturilor n_1, respectiv p_2 (aserțiune valabilă în special pentru baza slab dopată n_1), structura *pnpn* în conducție se comportă ca o diodă p^+in^+ (vezi §2.3.3) în regim de injecție mare.

În modelul diodei *pin* (vezi figura 2.41), stratul *p* modelează regiunea p_1 a anodului, iar stratul n^+ joacă rolul catodului n_2. Regiunea *i*



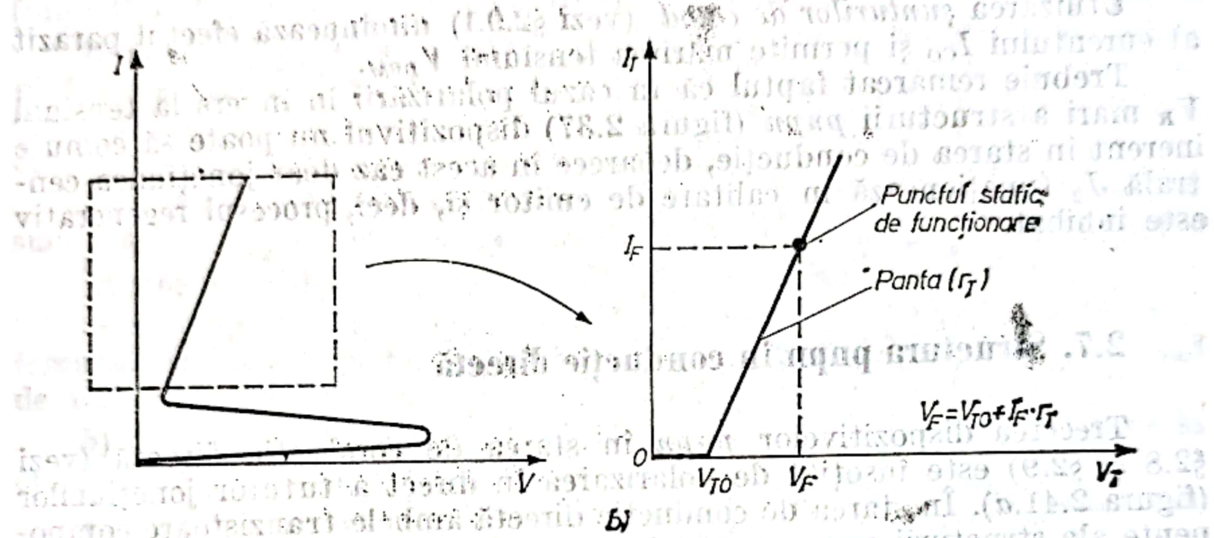


Fig. 2.41. (a) Polarizarea joncțiunilor J_1, J_2 și J_3 în starea de conducție directă a structurii *pnpn*. (b) Liniarizarea caracteristicii $I-V$ a unui tiristor în conducție directă.

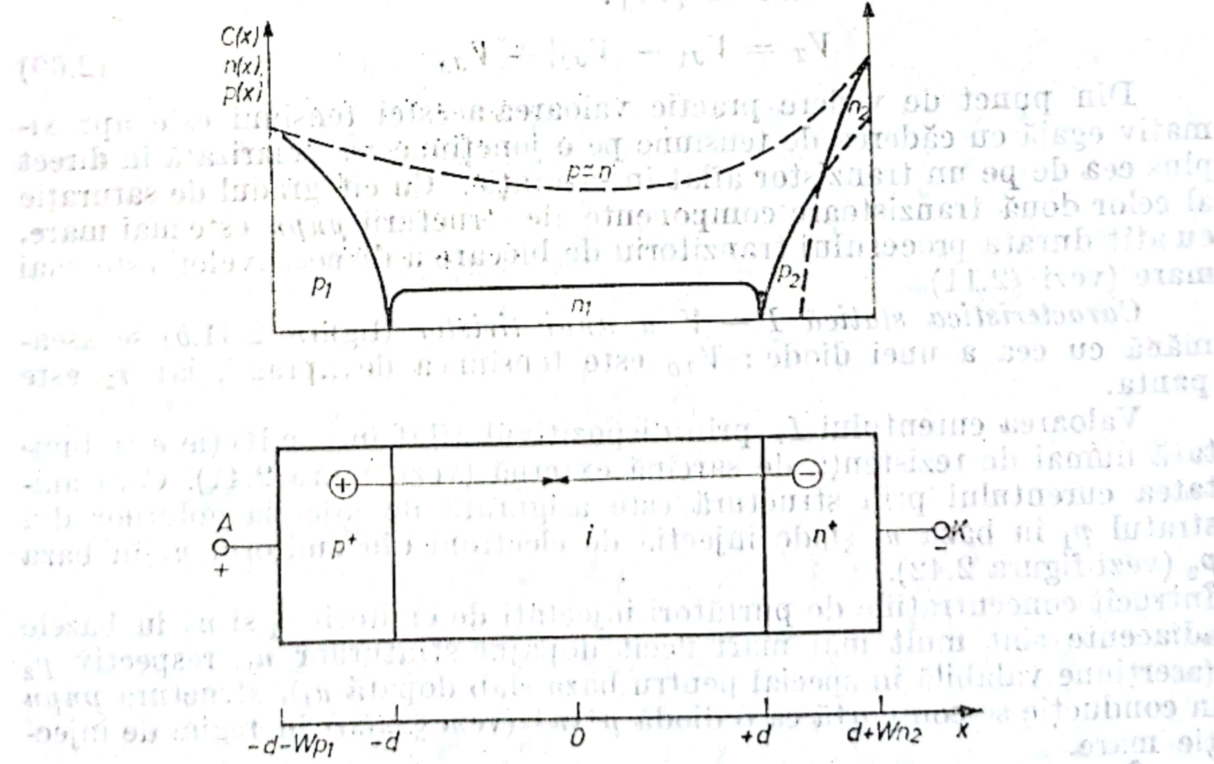


Fig. 2.42. Ilustrarea modului de tratare a structurii *pnpn* în conducție directă ca o diodă p^+in^+ la nivel mare de injecție.

(intrinsec) modelează stratul slab dopat n_1 şi baza p_2 a tiristorului. Notaţia „i" (intrinsec) provine din faptul că bazele n_1 şi p_2 sînt mult mai slab dopate cu impurităţi decît straturile adiacente de anod (p_1) respectiv de catod (n_2).

Întrucît concentraţiile de goluri (p) şi electroni (n) injectate de joncţiunile p^+i, respectiv n^+i, sînt superioare concentraţiei de impurităţi din stratul i, zona centrală a dispozitivului (i) se află la nivel înalt de injecţie ceea ce implică $n(x) \approx p(x)$. Rezultatele prezentate în § 2.3.3. se aplică şi în cazul tiristoarelor.

Caracteristica statică $I - V$ a unui tiristor în conducţie directă (vezi figura 2.43) este asemănătoare cu cea a unei diode redresoare în acelaşi regim de lucru (vezi §2.3.1). Densitatea tipică a curentului anodic la care sînt operate tiristoarele în conducţie directă este $j_{TM} \approx 100$ A/cm², căreia îi corespunde o cădere de tensiune pe dispozitiv $V_{TM} = V_{AK} \approx 1 \ldots 2$V. La o valoare constantă a densităţii de curent prin dispozitiv, căderea de tensiune V_{TM} seade cu 2 mV/°C o dată cu creşterea temperaturii joncţiunii T_{vj}.

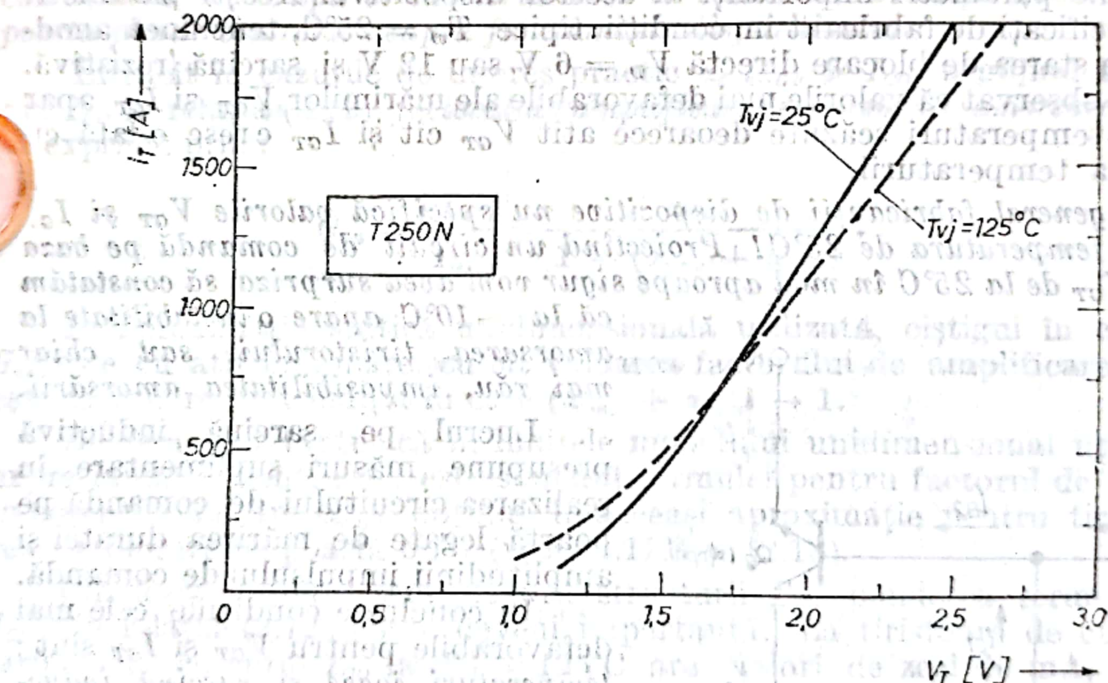


Fig. 2.43. Caracteristica tipică curent (i_T) — tensiune (V_T) pentru un tiristor de putere (T250N) în conducţie directă la două temperaturi ale joncţiunii T_{vj} (25°C şi 125°C).

Odată cu creşterea densităţii de curent j_{TM} are loc creşterea căderii de tensiune pe dispozitiv (vezi figura 2.43). Substratul fizic al acestui fenomen în condiţii izoterme (temperatura constantă a joncţiunii) rezidă în diminuarea lungimii ambipolare de difuzie L_a datorită acţiunii combinate a recombinării Auger şi scăderii mobilităţilor/coeficienţilor de difuzie odată cu creşterea concentraţiei purtătorilor mobili de sarcină, ceea ce are drept consecinţă creşterea raportului d/L_a (vezi §2.3.3) [4, 6]. Creşterea căderii de tensiune pe un tiristor în conducţie devine extrem de pronunţată la densităţi de curent tipice regimului de suprasarcină.

$(10^3\ A/cm^2 \ldots 10^4\ A/cm^2)$. Puterea disipată pe dispozitiv (produsul $V_{TM}I_{TM}$) crește odată cu creșterea densității curentului, conducînd implicit la încălzirea structurii semiconductoare. Creșterea temperaturii T_{vj} conduce, la rîndu-i, la limitări în capabilitatea în putere și în frecvență a tiristoarelor (vezi §2.16).

2.8. Modalități de amorsare

2.8.1. Amorsarea pe poartă

Comutarea tiristoarelor convenționale din starea de blocare în direct în starea de conducție (*on*) se efectuează prin aplicarea pe poartă a unui semnal pozitiv de comandă (față de catod). Semnalul de amorsare pe poartă poate fi: analogic (continuu) sau discret (impulsuri). *Tensiunea minimă continuă* (V_{GT}) *care trebuie aplicată între poartă și catod pentru amorsarea unui tiristor*, precum și *curentul continuu minim necesar aprinderii* (I_{GT}) constituie parametri importanți ai acestor dispozitive. Acești parametri sînt specificați de fabricant în condiții tipice $T_{vj} = 25°C$, tensiunea anod-catod în starea de blocare directă $V_D = 6$ V sau 12 V și sarcină rezistivă. Trebuie observat că valorile mai defavorabile ale mărimilor V_{GT} și I_{GT} apar pentru temperaturi scăzute deoarece atît V_{GT} cît și I_{GT} cresc odată cu scăderea temperaturii.

În general fabricanții de dispozitive nu specifică valorile V_{GT} și I_{GT} decît la temperatura de 25°C! Proiectînd un circuit de comandă pe baza valorii I_{GT} de la 25°C în mod aproape sigur vom avea surpriza să constatăm că la −10°C apare o instabilitate la amorsarea tiristorului, sau chiar mai rău, imposibilitatea amorsării.

Lucrul pe sarcină inductivă presupune măsuri suplimentare în realizarea circuitului de comandă pe poartă legate de mărirea duratei și amplitudinii impulsului de comandă.

În concluzie condițiile cele mai defavorabile pentru V_{GT} și I_{GT} sînt: *temperaturi joase* și *sarcină inductivă*.

Fig. 2.44. Model unidimensional al structurii *pnpn* format din două tranzistoare complementare pentru ilustrarea relațiilor dintre curenți în regim staționar la aplicarea unui semnal pozitiv de curent (I_G) pe terminalul de poartă.

Condiția amorsării pe poartă a unui tiristor rezultă din modelul simplificat descris în §2.6. Relațiile dintre curenții relevanți ai structurii *pnpn* la aplicarea unui semnal I_{GF} pe poarta dispozitivului sînt (2.64), (2.65), la care se adaugă identitățile (figura 2.44):

$$I_{B2} = I_{C1} + I_{GF}, \quad (2.70)$$

$$I_K = I_A + I_{GF}. \quad (2.71)$$

Ecuaţia (2.70) exprimă faptul că, spre deosebire de structura *pnpn* în blocarea directă (vezi §2.6), curentul de bază I_{B2} al tranzistorului *pnpn* (Q_2) este alimentat nu numai de curentul de colector I_{C1} al tranzistorului *pnp* (Q_1), dar şi de curentul I_{GF} aplicat pe poartă. Acesta din urmă este corelat cu curenţii de catod I_K, respectiv de anod I_A prin ecuaţia (2.71), care decurge din legea I a lui Kirchhoff.

Egalînd relaţiile (2.64) şi (2.65) şi ţinînd seama de ecuaţia (2.71) expresia curentului anodic I_A prin structură se obţine — în aproximaţia cvasi-statică şi unidimensională utilizată în acest model — sub forma [4, 6, 7, 14].

$$I_A = \frac{\alpha_{npn} I_{GF} + I_{CO}}{1 - (\alpha_{pnp} + \alpha_{npn})} \tag{2.72}$$

unde I_{CO} este detaliat în relaţia (2.66). Se remarcă că pentru $I_{GF} = 0$, relaţia (2.72) capătă forma (2.66).

Amorsarea dispozitivului are loc în momentul cînd se îndeplineşte condiţia (2.67). *După ce tiristorul trece în starea de conducţie* (vezi §2.7), *poarta pierde controlul asupra funcţionării dispozitivului.*

Întrucît în cazurile de interes practic $\alpha_{npn} I_{GF} \gg I_{CO}$, neglijînd termenul I_{CO} în relaţia (2.72), *factorul de amplificare în curent la amorsarea* G_{on} se exprimă prin :

$$G_{on} = \frac{I_A}{I_{GF}} = \frac{\alpha_{npn}}{1 - (\alpha_{pnp} + \alpha_{npn})}. \tag{2.73}$$

În aproximaţia statică unidimensională utilizată, cîştigul în curent G_{on} este cu atît mai mare, cu cît valoarea factorului de amplificare α_{npn} este mai mare, în condiţia în care $(\alpha_{pnp} + \alpha_{npn}) \to 1$.

De remarcat faptul că în limitele modelului unidimensional utilizat, expresia (2.73) pentru G_{on} este similară formulei pentru factorul de cîştig în curent la blocare G_{off}, obţinut în aceeaşi aproximaţie pentru tiristoarele de blocare pe poartă *GTO* (vezi §2.11.3 şi §2.18).

Odată cu creşterea temperaturii structurii T_{vj}, ponderea termenului I_{CO} din relaţia (2.72) poate deveni importantă. La tiristoare de curenţi (arii) mari, curentul I_{CO} la $T_{vj} = 125°C$ are valori de zeci de mA, comparabile ca ordin de mărime cu $(\alpha_{npn} I_{GT})$, unde I_{GT} este curentul minim de poartă necesar amorsării dispozitivului.

Aplicarea unui semnal de curent (I_{GF}) pe poarta unui tiristor implică o injecţie de goluri (purtători majoritari) în baza p_2. Curentul pozitiv de comandă (I_{GF}) se propagă ca un curent lateral prin baza p_2. Acest curent determină pe rezistenţa laterală (R_{p2}) a bazei p_2 o cădere de tensiune care tinde să polarizeze în direct joncţiunea $p_2 - n_2$ (vezi figura 2.45).

În cadrul acestui proces, zona bazei p_2 adiacentă porţii va avea pozitivarea cea mai mare. În momentul în care căderea de tensiune în această zonă a bazei p_2 atinge valoarea de prag V_P a unei diode din siliciu ($\approx 0{,}5$ V la $T_{vj} = 25°C$), stratul de emitor n_2 începe să injecteze electroni, iniţiind astfel procesul regenerativ tranzitoriu de amorsare al tiristorului (vezi §2.12.1). Conducţia în direct în faza iniţială a procesului tranzitoriu de amorsare se stabileşte în vecinătatea imediată a porţii. Regiunea cato-

dului n_2, care iniţiază procesul de amorsare al dispozitivului şi asigură conducţia curentului anodic în momentul declanşării aprinderii, poartă denumirea de *aria iniţială în conducţie* (*initial on-area*) [4, 14].

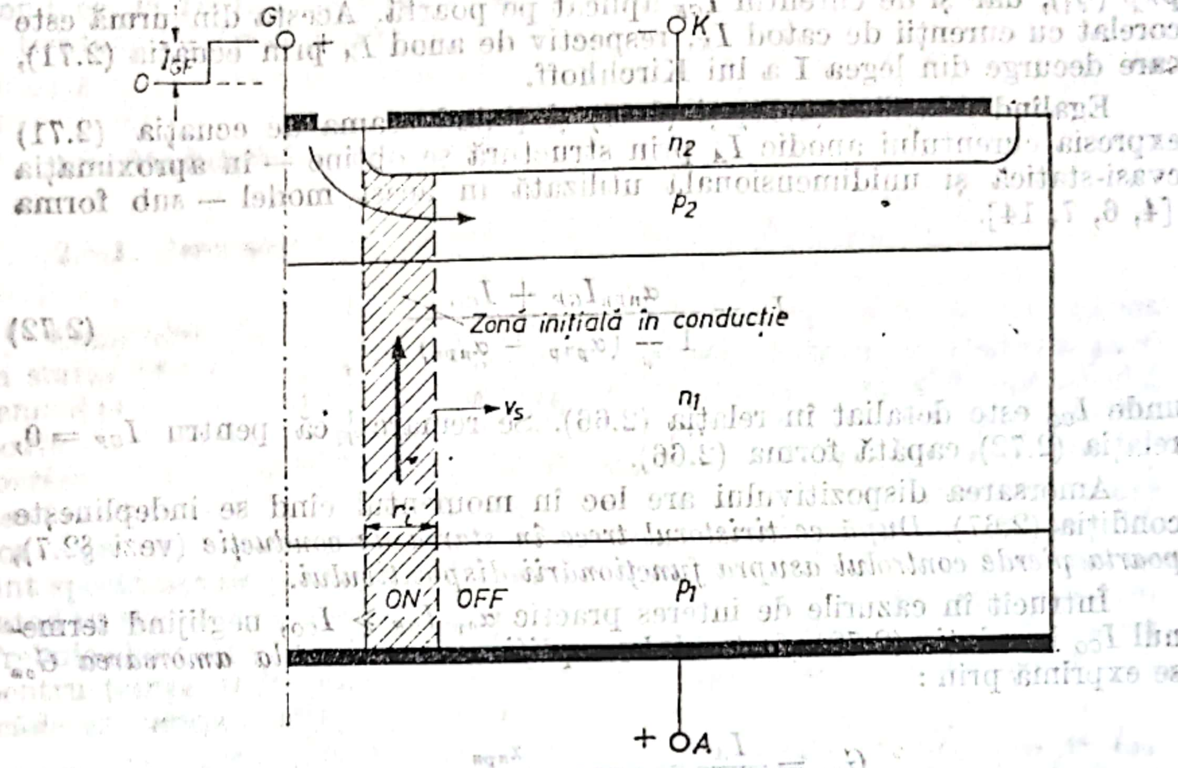


Fig. 2.45. Ilustrarea principiului amorsării pe poartă a tiristoarelor convenţionale.

Dimensiunea laterală r_1 a zonei aflate iniţial în conducţie (figura 2.45) este de ordinul 100 µm...250 µm. Această valoare este extrem de redusă în comparaţie cu diametrul catodului (10 mm...60 mm) la tiristoarele de curenţi mari. Iniţierea conducţiei prin tiristor într-o zonă de dimensiuni extrem de reduse, situată în apropierea porţii, poate conduce la distrugerea electrotermică a dispozitivului prin efectul di/dt (vezi §2.10). Din punct de vedere practic, dimensiunea r_1 a zonei iniţiale în conducţie (figura 2.45) este invers proporţională cu rezistenţa pe pătrat, $R_\square = \bar{\rho}/W_{p2}$, a bazei p_2 ($\bar{\rho}$ este rezistivitatea medie a bazei p_2 de lăţime W_{p2}). Această dependenţă se explică prin faptul că, la o valoare constantă a curentului de poartă I_{GF}, căderea de tensiune în baza p_2, egală cu tensiunea $V_P = 0{,}5$ V, poate fi obţinută pe o distanţă laterală mai redusă în cazul unei valori mari a rezistenţei $R_\square$. Valorile mari ale rezistenţei $R_\square$ conduc astfel la amorsări extrem de localizate şi neuniforme ale catodului în tiristoare de putere.

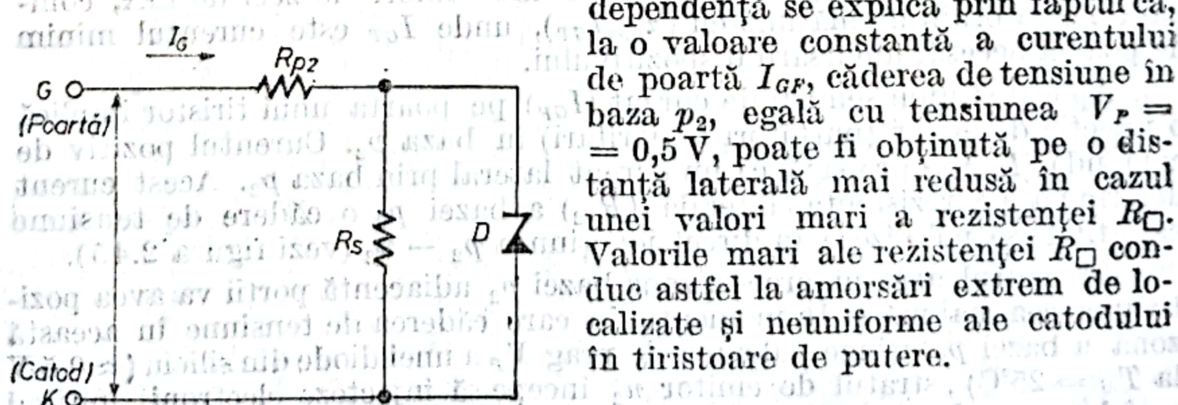


Fig. 2.46. Schema echivalentă a zonei poartă-catod a unui tiristor la frecvenţe joase şi $V_D = 0$.

La frecvenţe joase şi la o tensiune anodică nulă ($V_D = 0$), joncţiunea

poartă-catod a tiristoarelor (figura 2.45) poate fi aproximată prin schema echivalentă simplificată din figura 2.46, în care R_{p2} reprezintă rezistența laterală a stratului p_2, R_s este rezistența șunturilor introduse pentru mărirea capabilității în dv/dt și a parametrului V_{DRM} (vezi §2.9.1). Dioda D modelează atît comportamentul în avalanșă al joncțiunii poartă-catod la

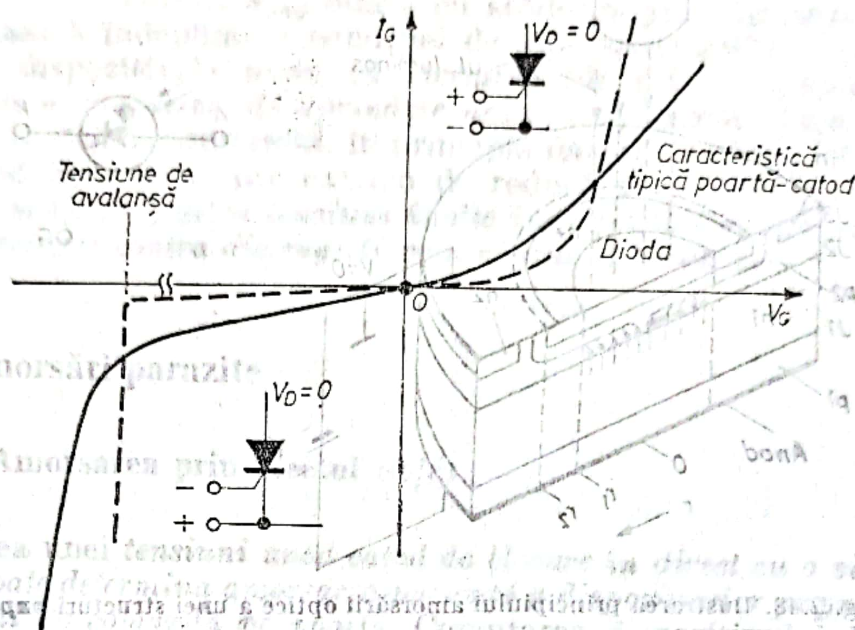


Fig. 2.47. Ilustrarea calitativă a caracteristicii curent (I_G) — tensiune (V_G) a joncțiunii poartă-catod a unui tiristor (vezi figura 2.45) în comparație cu aceea a unei diode.

polarizarea inversă (— pe G + pe K), cît și scurgerea bidimensională a curentului la polarizarea directă (vezi §7.1.1). Valorile uzuale ale tensiunii de avalanșă pentru joncțiunea poartă-catod sînt cuprinse între 5 și 20 V (vezi §2.5).

Forma de principiu a caracteristicii curent (I_G) *— tensiune* (V_G) *a joncțiunii poartă-catod* este dată în figura 2.47.

2.8.2. Amorsarea cu semnal optic

Dispozitivele *pnpn pot fi amorsate cu semnale optice situate în banda de răspuns spectral a siliciului.* În acest caz, în locul porții electrice se utilizează un cablu optic (fibră optică), prin intermediul căruia se transmite semnalul luminos de la sursă pe suprafața siliciului (vezi figura 2.48). Adîncimea de pătrundere (d) a semnalului optic în siliciu este corelată cu coeficientul de absorbție α (vezi figura 2.49) prin relația [15]:

$$d \approx \frac{1}{\alpha}. \tag{2.74}$$

Principiul amorsării optice constă în *crearea de perechi de purtători* (electroni și goluri) *în structura pnpn sub influența fotonilor incidenți,* avînd o energie ($h\nu$) mai mare decît banda interzisă a siliciului $E_G(= 1{,}11\ \text{eV})$.

Purtătorii mobili de sarcină generați optic creează un fotocurent care conduce a amorsarea dispozitivului prin acțiunea regenerativă a celor două tranzistoare componente ale structurii pnpn. Amorsarea dispozitivului se produce atunci cînd se îndeplinește condiția (2.67).

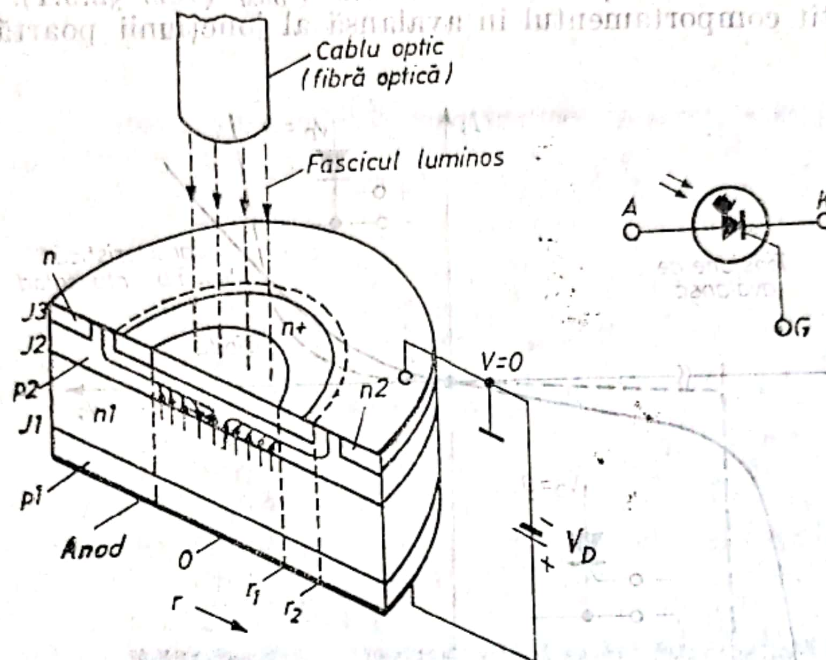


Fig. 2.48. Ilustrarea principiului amorsării optice a unei structuri *pnpn*.

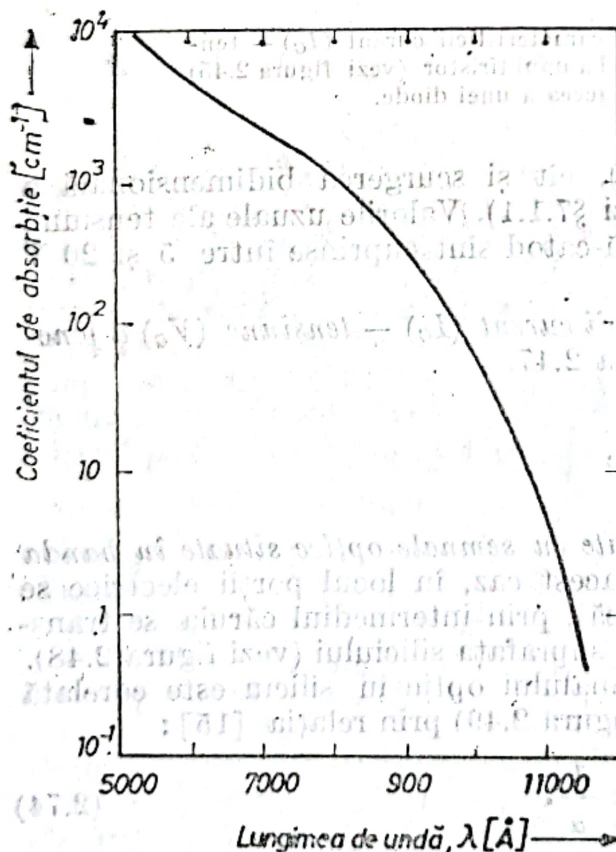


Fig. 2.49. Coeficientul de absorbție α a luminii în siliciu intrinsec în funcție de lungimea de undă a semnalului optic incident.

Pentru activarea optică a dispozitivelor *pnpn* din siliciu se utilizează diode electroluminiscente (*LED*) din GaAs, avînd spectrul radiației luminoase cuprins între $\lambda=0{,}7\ \mu m \ldots 1{,}0\ \mu m$, adică în infraroșul apropiat. Fotonii din zona de infraroșu a spectrului radiației luminoase au atît energia, cît și adîncimea de pătrundere suficient de mari, pentru a crea în structura *pnpn* perechi de purtători fotogenerați.

Principiul amorsării optice este utilizat în **optotiristoare** (vezi §2.17).

2.8.3. Amorsarea prin breakover

Acest mod de amorsare (vezi §2.4) este caracteristic pentru diodele *pnpn* (diode Shockley). Din punct de vedere fizic procesul de amorsare prin atinge-

rea tensiunii V_{FBO} (figura 2.31) este datorat efectului multiplicării în avalanșă a purtătorilor de sarcină, care tranzitează printr-o zonă extinsă cu cîmp electric puternic (zona de sarcină spațială W_{ss} a joncțiunii J_2 (vezi figura 2.38). Declanșarea și derularea fenomenului este favorizată de micșorarea substanțială a grosimii efective a bazei n_1 (W_{n1}) la tensiuni de blocare în direct de valori foarte mari (vezi figura 2.38). Creșterea cîștigului în curent α_{pnp} odată cu scăderea grosimii bazei n_1 (vezi §2.6) favorizează îndeplinirea condiției de amorsare (2.67).

Pentru dispozitivele *pnpn cu terminal de poartă amorsarea prin breakover este o modalitate de aprindere nedorită (parazită), care poate conduce la distrugerea dispozitivului*, în principal datorită fenomenului de localizare a conducției pe o arie extrem de redusă a catodului (vezi §2.10). *Tiristoarele moderne pentru tensiuni înalte încorporează soluții constructive interne de protecție contra distrugerii prin efectul de breakover.*

2.9. Amorsări parazite

2.9.1. Amorsarea prin efectul dv/dt

Aplicarea unei *tensiuni anod-catod de blocare în direct cu o viteză mare de creștere poate determina amorsarea parazită a dispozitivelor pnpn în absența semnalului de comandă pe poartă.* Comutarea dispozitivului din starea de blocare în cea de conducție directă are loc în acest caz la tensiuni cu valori mult sub cea a parametrului V_{FBO} (figura 2.31).

Fenomenul de amorsare parazită a tiristorului la aplicarea unei rampe de tensiune pozitivă între anod și catod, poartă denumirea de *efectul* dv/dt.

Capabilitatea în dv/dt *statie*, care constituie un parametru important al tiristoarelor, reprezintă rata maximă de *creștere a tensiunii de blocare în direct* (V_D) *care poate fi suportată de un dispozitiv cu structura pnpn fără a se amorsa parazit* (pentru *capabilitatea în* dv/dt *reaplicat* sau *dinamic*, vezi §2.12.2). Capabilitatea în dv/dt (exprimată în V/µs) este invers proporțională cu valoarea finală a tensiunii anod-catod aplicate (V_{FB}) și cu temperatura structurii *pnpn*, T_{vj}.

Esența efectului dv/dt se bazează pe fenomenele legate de generarea unui curent parazit incipient în structura *pnpn* care, prin intermediul cuplajului regenerativ dintre tranzistoarele *pnp* și *npn* componente ale structurii, conduce la satisfacerea relației de amorsare (2.67). La aplicarea rampei dv_D/dt (vezi figura 2.50), joncțiunile J_1 și J_3 se polarizează în direct, iar joncțiunea J_2 în invers.

Viteza de expansiune în straturile n_1 și p_2 a frontierelor zonei de sarcină spațială a joncțiunii J_2, deci și a capacității de barieră asociată acesteia (C_{J2}), este direct proporțională cu rampa dv_D/dt. Astfel, datorită expansiunii în timp a zonei de sarcină spațială a joncțiunii J_2, în structura *pnpn* ia naștere un curent de deplasare datorat variației sarcinii electrice

$$q(t) = C_{J2}(t)\, V_D(t), \tag{2.75}$$

unde pentru $N_{A2} \gg N_{D1}$

$$C_{J2} = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0 \varepsilon_s N_{D1}}{q V_D(t)}} \tag{2.76}$$

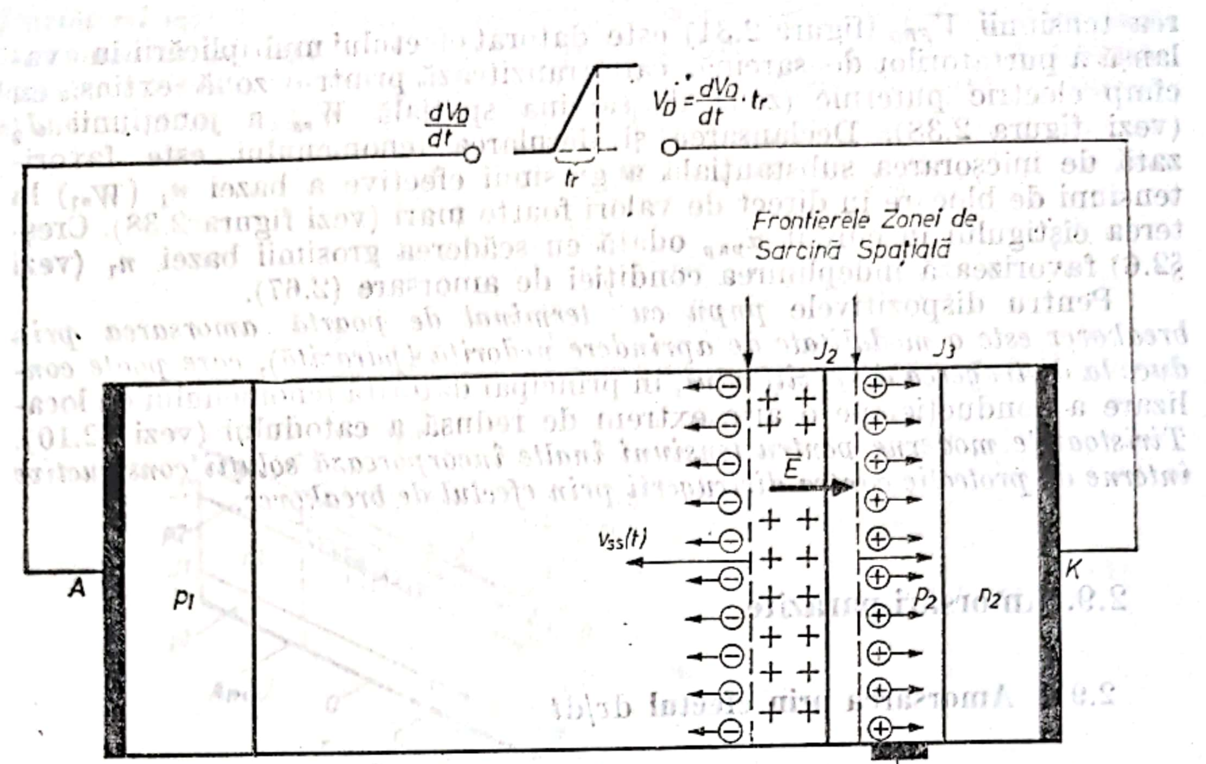


Fig. 2.50. Structura *pnpn* supusă unei tensiuni de blocare în direct cu viteza de creștere dV_D/dt

este capacitatea de barieră pe unitatea de arie a joncțiunii J_2 (vezi figura 2.51), dependentă de timp, iar $V_D(t)$ este tensiunea anodică instantanee.

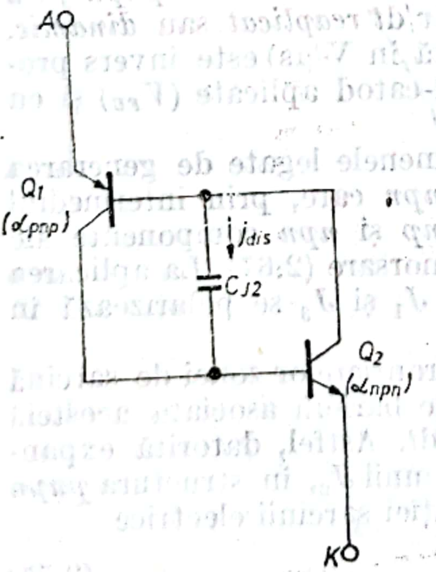


Fig. 2.51. Model simplificat al structurii *pnpn* ilustrind curgerea curentului de deplasare cu densitatea j_{dis} prin capacitatea de barieră a joncțiunii J_2 la aplicarea unei rampe dV/dt.

Densitatea curentului de deplasare j_{dis} se exprimă în acest caz prin:

$$j_{dis} = \frac{dq}{dt} = C_{J2}(t)\frac{dV_D}{dt} + V_D(t)\frac{dC_{J2}}{dt} =$$

$$= \frac{dV_D}{dt} C_{J2}(t) + V_D(t)\frac{dC_{J2}}{dV_D} \cdot \quad (2.77)$$

Relația simplificată utilizată în practică are forma:

$$j_{dis} = C_{J2}(t)\frac{dV_D}{dt} \cdot \quad (2.78)$$

Curentul de deplasare de densitate j_{dis} antrenează creșterea factorilor de cîștig în curent α_{pnp} și α_{npn} pînă la îndeplinirea condiției de amorsare (2.67).

În estimările privind efectele parazite ale curentului de deplasare, se utilizează o

valoare medie a acestuia exprimată de

$$j_0 = \bar{C}_{J2}\frac{dV}{dt} = 2C_{J2}(V_{FB})\frac{dV}{dt} \qquad (2.79)$$

unde $\bar{C}_{J2} = 2C_{J2}(V_{FB})$ este valoarea medie a capacității specifice de barieră pe intervalul de variație a tensiunii V_D, $C_{J2}(V_{FB})$ este valoarea acestei capacități la valoarea finală a tensiunii anodice V_{FB}, determinată conform relației (2.76), în care $V_D(t)$ se înlocuiește cu V_{FB}. Expresia (2.79) permite o estimare doar aproximativă a densității medii j_0 a curentului de deplasare și nu înglobează fenomenul de creștere a valorii lui j_0 cu tensiunea anodică finală V_{FB}.

De exemplu pentru $N_{D1} = 6\times10^{13}\text{cm}^{-3}$, $dV/dt=1\text{kV}/\mu\text{s}$, $V_{FB}=1\text{kV}$, din relațiile (2.76) și (2.79) rezultă $C_{J2}(V_{FB} = 1\ \text{kV}) = 70\ \text{pF/cm}^2$ și $j_0 = 141\ \text{mA/cm}^2$. Densitatea acestui curent este mult mai mare decît densitatea curentului rezidual printr-un tiristor în starea de blocare directă. Valoarea curentului de deplasare este direct proporțională cu aria dispozitivului.

Mărirea capacității în dV/dt a dispozitivelor *pnpn* se poate obține prin metode *externe* (de circuit) și *interne* (de proiectare/structură constructivă a dispozitivelor).

Protejarea tiristoarelor la efectul dV/dt prin mijloace *externe* se efectuează prin conectarea unui grup *RC* (denumit *snubber*) în paralel pe dispozitiv (figura 2.52.*a*). Rolul grupului *RC* este de a limita rata efectivă de creștere a tensiunii de blocare în direct V_D la salturile bruște ale acesteia. La aplicarea unei tensiuni anodice rapid crescătoare în timp condensatorul *C* se încarcă cu constanta de timp *RC*, cu polaritatea din figura 2.52.*a*. Utilizarea grupurilor *RC* implică precauții deosebite, întrucît la amorsarea pe poartă a dispozitivului, condensatorul se descarcă prin acesta cu un

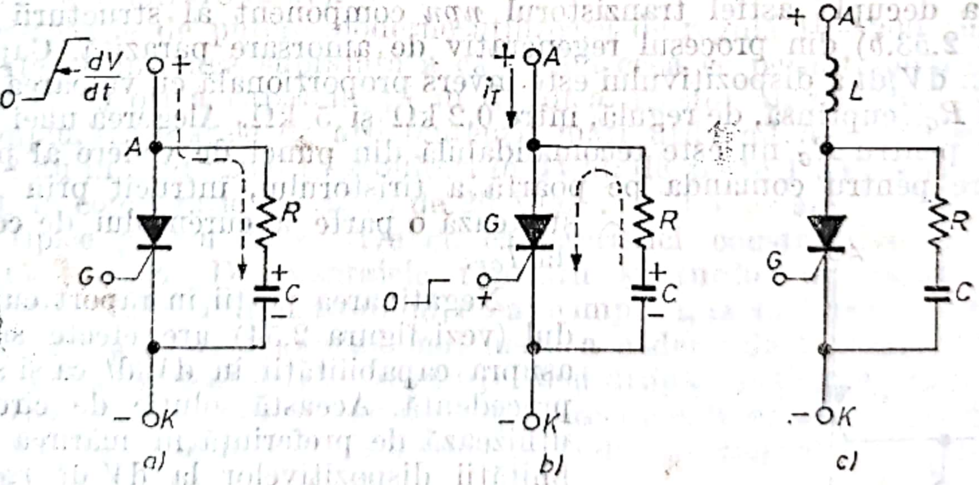


Fig. 2.52. (*a*) Incărcarea condensatorului din grupul de protecție *RC* la aplicarea rampei dV_D/dt. (*b*) Descărcarea condensatorului *C* prin tiristor la amorsarea acestuia pe poartă. (*c*) Modalitate de protejare a tiristorului la efectul di/dt (inductanța *L*) și la dV_D/dt (grupul *RC*).

curent de valoare mare limitat practic de rezistorul *R* (figura 2.52.*b*), existînd în acest caz pericolul distrugerii tiristorului prin efectul di/dt (vezi §2.10). Trebuie remarcat faptul că utilizarea unei inductanțe *L* în

circuitul de anod al tiristorului (figura 2.52.*c*) pentru protejarea la *efectul* di/dt (vezi §2.10) în conjuncție cu un grup RC poate crea un circuit oscilant LRC, cu repercusiuni negative asupra funcționării și fiabilității circuitului în care este încorporat tiristorul.

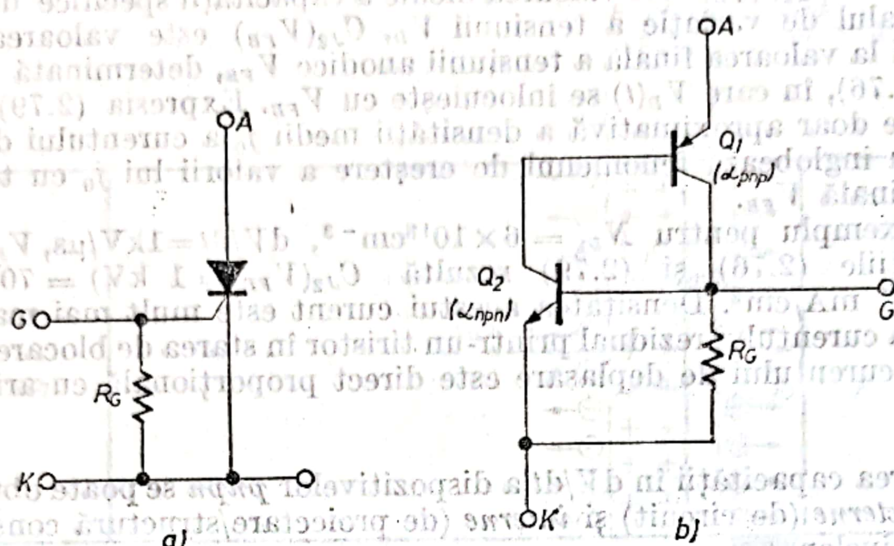


Fig. 2.53. (*a*) Conectarea unui rezistor extern R_G pentru protecția tiristorului la efectul dV/dt. (*b*) Schema echivalentă simplificată a structurii (*a*).

O soluție de circuit utilizată aproape exclusiv pentru tiristoarele de mică/medie putere care diminuează efectele parazite ale curentului de deplasare și mărește capabilitatea în dV/dt o constituie conectarea unui rezistor extern R_G între poartă și catod (figura 2.53.*a*). Rolul acestui rezistor este de a devia o parte a curentului de deplasare din baza p_2 și de a decupla astfel tranzistorul *npn* component al structurii *pnpn* (figura 2.53.*b*) din procesul regenerativ de amorsare parazită. Capabilitatea în dV/dt a dispozitivului este invers proporțională cu valoarea rezistorului R_G, cuprinsă, de regulă, între 0,2 kΩ și 5 kΩ. Alegerea unei valori reduse pentru R_G nu este recomandabilă din punct de vedere al puterii necesare pentru comanda pe poartă a tiristorului, întrucît prin R_G se șuntează o parte a curentului de comandă I_{GF}.

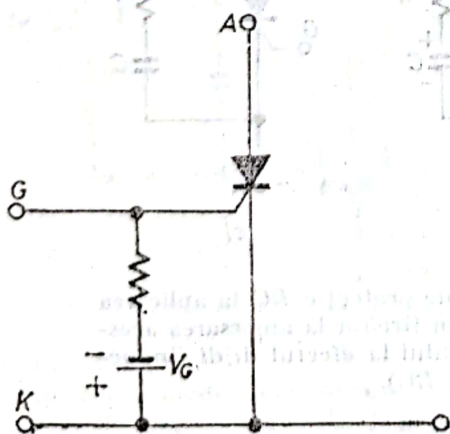


Fig. 2.54. Negativarea porții tiristorului în vederea creșterii capabilității sale în dV/dt.

Negativarea porții în raport cu catodul (vezi figura 2.54) are efecte similare asupra capabilității în dV/dt ca și soluția precedentă. Această soluție de circuit se utilizează de preferință în mărirea capabilității dispozitivelor la dV/dt *reaplicat* sau *dinamic* (vezi §2.14.2) [7, 16].

Soluția constructivă care încorporează în dispozitivul propriu-zis ideea măririi capabilității în dV/dt prezentată în figura 2.53.*a* se bazează pe utilizarea șunturilor de catod (vezi figura 2.55). Aceste șunturi constituie căi de rezistență extrem de redusă dintre metalizare și baza p_2

realizate pe cale tehnologică în catodul n_2 (figura 2.55.*b*).

Şunturile au rolul: (*a*) de a crea căi preferenţiale de evacuare a curenţilor paraziţi generaţi în structura dispozitivului direct spre metalizarea de catod, prin şuntarea stratului n_2; (*b*) de a micşora astfel eficienţa efectivă

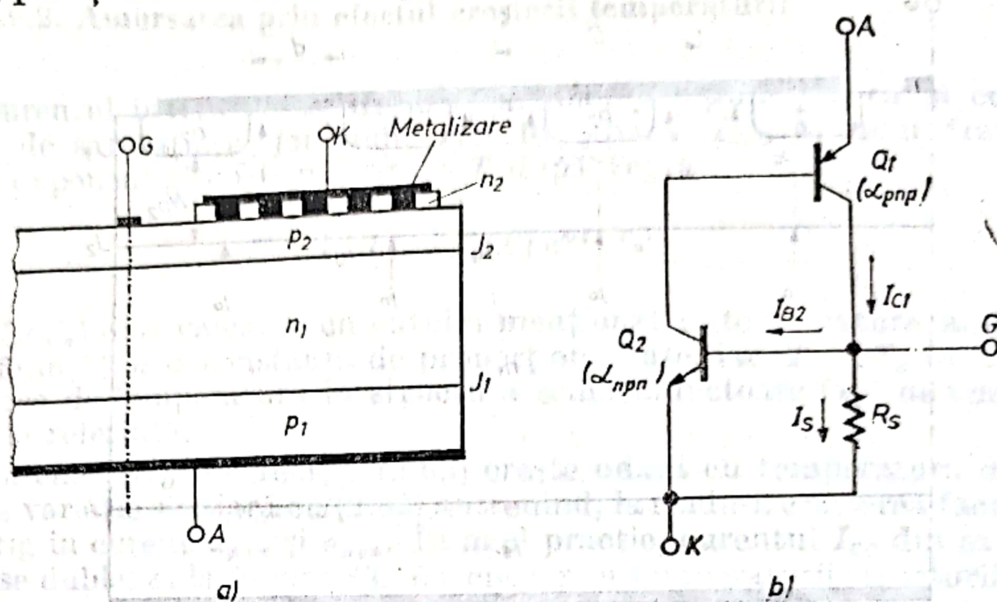


Fig. 2.55. (*a*) Structura unui tiristor avînd şunturi interne de catod şi (*b*) schema sa echivalentă simplificată.

de injecţie γ a emitorului de catod n_2 şi de a menţine în consecinţă valoarea efectivă a factorului de cîştig α_{npn} la un nivel suficient de scăzut pentru a preveni evoluţia procesului regenerativ din structură spre îndeplinirea condiţiei de amorsare (2.67).

Tiristoarele de putere moderne utilizează de regulă 10—200 şunturi, amplasate pe întreaga suprafaţă a catodului ceea ce permite mărirea de 20 pînă la 50 ori a capabilităţii în dV/dt a acestor dispozitive. Astfel, de exemplu, tiristoarele de arii (curenţi) mari utilizînd 50—100 şunturi de catod au în mod uzual capabilităţi în dV/dt de peste 1 kV/µs la T_{vj} = = 125°C în comparaţie cu valori de 20 V/µs ... 50 V/µs ale acestui parametru, tipice pentru dispozitive cu caracteristici constructive identice, însă fără şunturi. Dezavantajele utilizării şunturilor de catod sînt: (*a*) micşorarea ariei utile a catodului, ceea ce implică, la un curent anodic în conducţie prestabilit, o valoare mai mare a căderii de tensiune V_T (în comparaţie cu tiristoarele fără şunturi), deci disipări mai mari de putere în starea *on*; (*b*) scăderea vitezei de răspîndire a conducţiei v_s (vezi § 2.10), ceea ce afectează negativ capabilitatea în di/dt; (*c*) creşterea timpului de amorsare $t_{on}(t_{gt})$.

Fenomenele principale în zona de catod a unui tiristor cu şunturi la apariţia unui curent parazit cu densitate j_0 uniform distribuită în zona joncţiunii J_2 sînt ilustrate în figura 2.56. Acest curent parazit se propagă în direcţie radială prin baza p_2, sub forma unui curent lateral, care curge prin şunturi pe sub zonele de emitor n_2. Căderea de tensiune V_{p2} provocată de acest curent lateral pe rezistenţa bazei p_2 este maximă în zona

centrală a fiecărui element al catodului n_2, tinzînd să polarizeze în direct joncţiunea $n_2 - p_2$. Pentru ca dispozitivul să nu se amorseze parazit, distanţa D dintre şunturi şi diametrul d al şunturilor se aleg astfel încît căderea de tensiune V_{p2} maximă sub fiecare zonă n_2 de catod să fie mai

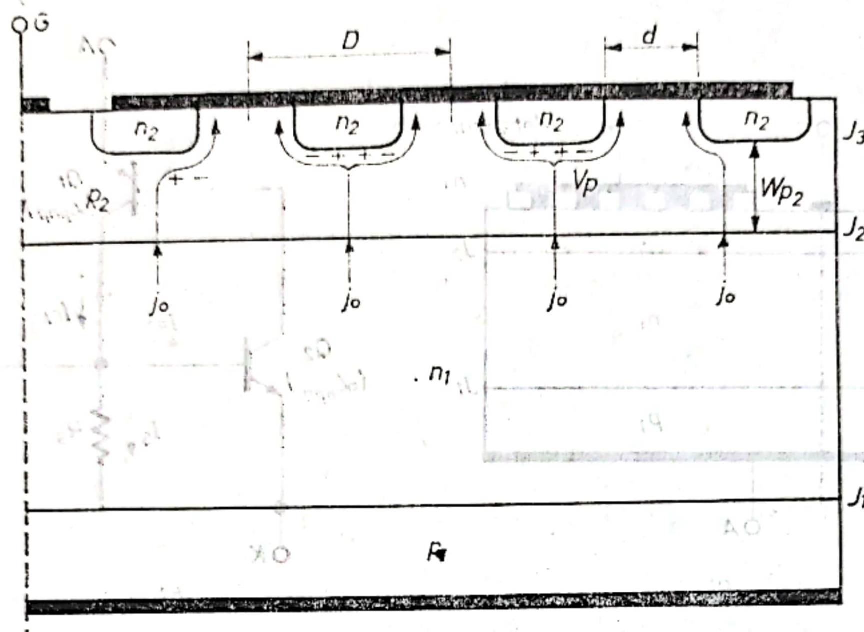


Fig. 2.56. Ilustrarea fenomenelor într-un tiristor cu şunturi de catod la apariţia unui curent parazit cu densitatea j_0 uniform distribuită pe joncţiunea centrală J_2 (d este diametrul unui şunt, D este distanţa dintre centrele a două şunturi adiacente).

mică decît tensiunea de prag a unei joncţiuni pn din siliciu ($\approx$ 0,4 V la $T_{vj} = 125°C$). Căderea de tensiune V_{p2} se exprimă prin :

$$V_{p2} = F\, j_0\, R_{p2} \tag{2.80}$$

unde F este un factor determinant de geometria şunturilor (vezi figura 2.56) cu valori tipice situate între $10^{-3} \ldots 10^{-4}$ cm^2.

Cu (2.79), capabilitatea în dV/dV se exprimă din relaţia (2.80) sub forma :

$$\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t} = \frac{V_{p2}}{C_{J2} R_{p2} F}. \tag{2.81}$$

Din (2.81) rezultă că pentru V_{p2} = constant, iar C_{J2} determinat de valoarea finală a tensiunii de blocare în direct (V_{FB}), capabilitatea în dV/dt poate fi mărită prin alegerea optimă a dimensiunii şi configuraţiei de amplasare a şunturilor şi/sau prin micşorarea rezistenţei laterale a bazei p_2, ceea ce implică un dopaj mai puternic al acesteia (sau/şi o lăţime W_{p2} mai mare a stratului p_2).

Dezavantajele menţionate ale şunturilor convenţionale sînt depăşite în structurile de tiristoare moderne prin utilizarea şunturilor controlate de structuri *MOS* (*metal — oxid — semiconductor*) sau a configuraţiilor cu două nivele de interdigitare (vezi §2.18).

În tiristoarele rapide există inerent posibilitatea obţinerii unor capabilităţi în dV/dt mai mari, întrucît timpul de viaţă mai redus al purtători-

lor în bazele n_1 şi p_2 implică o recombinare mai intensă a purtătorilor de sarcină componenţi ai curentului parazit, deci diminuarea pronunţată a acestuia din urmă.

2.9.2. Amorsarea prin efectul creşterii temperaturii

Curentul invers de saturaţie I_0 al unei joncţiuni *pn*, ca şi curentul invers de saturaţie al joncţiunii colector—bază I_{CBO} al unui tranzistor creşte exponenţial cu temperatura T după legea

$$I_0(T) = I_0(T)\, e^{a(T-T_a)} \tag{2.82}$$

unde $I_0(T_a)$ este valoarea curentului menţionat la temperatura ambiantă (de referinţă), a o constantă de proporţionalitate, iar $T - T_a = \Delta T$ este creşterea de temperatură în structura semiconductoare faţă de temperatura de referinţă.

Curentul I_{CO} din relaţia (2.66) creşte odată cu temperatura după o lege de variaţie similară cu (2.82) antrenînd, la rîndu-i, creşterea factorilor de cîştig în curent α_{pnp} şi α_{npn}. În mod practic, curentul I_{CO} din expresia (2.66) se dublează la fiecare 8°C de creştere a temperaturii structurii semiconductoare. Ca urmare, curentul $I_D(= I_A$ din relaţia 2.66) prin structura blocată în direct creşte pronunţat cu creşterea temperaturii. Din punct de vedere formal, amorsarea parazită a structurilor *pnpn* are loc în momentul în care se îndeplineşte condiţia (2.67). Acest mod de amorsare parazită a dispozitivelor *pnpn* este cu atît mai probabil cu cît : (*a*) tensiunea de blocare în direct aplicată pe tiristor este mai mare ; (*b*) cu cît dispozitivul este mai sensibil la semnalele de amorsare pe poartă, adică are valori mai scăzute ale curenţilor I_{GT} şi $I_H(I_L)$. Întrucît tensiunea maximă de blocare în direct V_{DRM} se defineşte la o anumită valoare (prestabilită) a curentului I_D, creşterea acestuia din urmă cu temperatura conduce inerent la micşorarea valorii parametrului V_{DRM} la $T_{vj} = 125$°C în comparaţie cu cea de la $T_{vj} = 25$°C.

Utilizarea şunturilor de catod (vezi §2.9.1) are ca efect micşorarea eficienţei efective de injecţie a joncţiunii n_2-p_2 de catod (J_3), ceea ce implică atît o valoare mai redusă a factorului efectiv de cîştig în curent α_{npn}, cît şi o mai slabă dependenţă a acestuia de curentul parazit prin structură. Ca urmare a utilizării şunturilor de catod : (*a*) se inhibă procesul regenerativ care ar conduce în final la îndeplinirea condiţiei de amorsare (2.67); (*b*) se diminuează valoarea efectivă a curentului I_D prin structura *pnpn*, ceea ce implică, la rîndu-i o creştere efectivă a parametrului V_{DRM}.

Valoarea curentului invers I_R prin structura *pnpn* la polarizarea în invers are o dependenţă de temperatură similară cu cea a curentului I_D. Ca urmare, definirea tensiunii maxime de blocare în invers V_{RRM} la un anumit nivel al curentului I_R implică o diminuare a valorii acestui parametru cu creşterea temperaturii T_{vj}.

La temperatura $T_{vj} = 125$°C şi tensiuni înalte de blocare, densitatea curenţilor reziduali (I_D şi I_R) este de ordinul mA/cm².

2.10. Efectul di/dt

2.10.1. Esența fenomenului

Procesul de amorsare a tiristoarelor de putere, care au implicit o arie mare a catodului, prezintă anumite particularități care conduc la limitări importante în utilizarea acestor dispozitive în regim dinamic. Unul din fenomenele importante, tipic pentru procesul de amorsare al tiristoarelor de putere, îl constituie localizarea conducției în direct pe o suprafață extrem de redusă a catodului la începutul procesului de amorsare (vezi figura 2.45). Acest fenomen limitează *capabilitatea în* di/dt care este un parametru dinamic important al tiristoarelor.

Esența fenomenului di/dt derivă din specificitatea proceselor care au loc în structura *pnpn* la amorsarea pe poartă a unui tiristor. La aplicarea unui impuls de amorsare (I_{GF}), zona catodului care intră inițial în conducție directă este cea din imediata vecinătate a porții. Aria inițială în conducție (*on*) este redusă în comparație cu dimensiunile catodului. În decursul procesului tranzitoriu de amorsare are loc extinderea în direcție laterală a regiunii aflate în conducție (*on*). Extinderea zonei în conducție directă (*on-zone spreading* sau *plasma spreading*) se efectuează cu o viteză finită v_s (figura 2.45). Valorile uzuale ale vitezei de răspîndire a conducției sînt situate în gama $v_s = 0{,}03\ldots0{,}3$ mm/μs și depind de geometria verticală a structurii *pnpn*, precum și de densitatea instantanee a curentului anodic prin tiristor în cursul fazei de amorsare. Dacă aria inițială în conducție și/sau viteza de răspîndire a conducției au valori reduse, atunci densitatea locală de putere disipată în cursul fazei de creștere a curentului anodic poate conduce la supraîncălzirea regiunii plachetei de siliciu din vecinătatea porții. Creșterea temperaturii instantanee a zonei în conducție peste o valoare critică are drept rezultat distrugerea dispozitivului.

Întrucît disipările de putere, deci și creșterile locale de temperatură sînt direct proporționale cu rata de creștere a curentului anodic (di/dt) în cursul procesului de amorsare, acest mod de distrugere electrotermică a tiristoarelor se numește prin efectul di/dt. *Rata maximă de variație a curentului anodic* di/dt *pe care o poate suporta un tiristor în cursul amorsării sale fără a se distruge poartă denumirea de capabilitate în* di/dt. Acest parametru dinamic al tiristoarelor este specificat de fabricant.

Tiristoarele distruse prin efectul di/dt prezintă zone locale în care s-a produs topirea siliciului. Aceasta atestă temperaturile înalte (1100°C...1500°C) induse local de efectul di/dt.

Defectarea dispozitivelor poate fi accelerată de o serie de efecte, cum ar fi gradientul mare de temperatură dintre zonele *on* și *off* (vezi figura 2.45), care crează tensiuni mecanice locale în placheta de siliciu.

Din cele prezentate, rezultă că *un tiristor cu o capabilitate ridicată în* di/dt *trebuie să posede o arie inițială în conducție cît mai extinsă, precum și un timp de răspîndire al conducției cît mai redus.*

2.10.2. Modalități de îmbunătățire a capabilității în di/dt

Direcțiile urmate în mărirea capabilității în di/dt a tiristoarelor se pot împărți în **externe** (de circuit) și **interne** (de proiectare a dispozitivelor).

Pentru a mări aria inițială în conducție, deci pentru a micșora densitatea locală a curentului în momentul crucial al procesului de amorsare, în tiristoarele convenționale se utilizează uneori supracomanda porții cu un semnal puternic de curent (*over-drive*), avînd o valoare de 10...20 ori mai mare decît valoarea curentului I_{GT}. Eficacitatea metodei supracomenzii este limitată de valoarea maximă a semnalului care poate fi aplicată pe poartă. Trebuie remarcat și faptul că, simultan cu creșterea ariei inițiale A_i în conducție, un semnal puternic aplicat pe poartă conduce și la o micșorare a timpului de întîrziere t_d (vezi §2.12.1); în consecință, începutul timpului de creștere t_r (vezi §2.11.1) apare mai devreme, cînd suprafața inițială în conducție are o valoare redusă. Ca urmare dacă circuitul exterior nu limitează viteza de creștere a curentului dispozitivul se poate distruge prin efectul di/dt.

În circuitele care utilizează tiristoare convenționale, cu o capabilitate în di/dt limitată, de regulă, la 50...200 A/μs, preîntîmpinarea distrugerii dispozitivelor datorită ratei mari de creștere a curentului de sarcină la care sînt operate se realizează, ca principiu general, prin utilizarea unei inductanțe L externe (de ordinul μH sau zeci de μH) în serie cu dispozitivul (vezi figura 2.52.*c*). Rolul bobinei L este de a introduce o întîrziere în creșterea curentului anodic (față de tensiunea anodică) și de a diminua astfel valoarea puterii disipate în cursul timpului de creștere t_r (vezi §2.12.1). Inconvenientele acestei soluții de circuit sînt următoarele: mărirea timpului de amorsare al dispozitivului simultan cu reducerea corespunzătoare a frecvenței maxime de lucru (vezi §2.13), pericolul apariției unor oscilații parazite în circuitele de putere, creșterea gabaritului instalației.

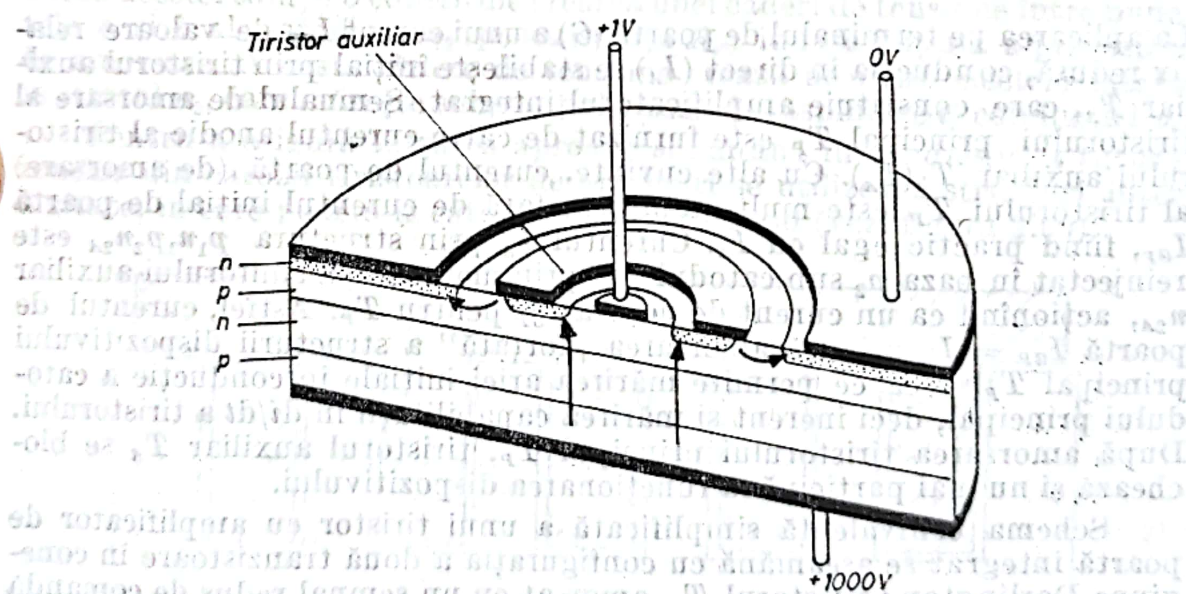


Fig. 2.57. Secțiune printr-un tiristor cu poartă centrală utilizînd un amplificator de poartă integrat.

Mărirea capabilității în di/dt a tiristoarelor moderne la 300...1000 A/μs se obține prin soluții constructive *interne*. *Soluția principală implementată în tiristoarele de putere de arii mari se bazează pe încorporarea în geometria superficială a dispozitivelor a unui amplificator de poartă integrat (integrated amplifying gate* sau *amplifying gate), care acționează numai în primele faze ale procesului tranzitoriu de amorsare* (vezi figura 2.57). Această

soluţie permite mărirea suprafeţei iniţiale în conducţie simultan cu micşorarea puterii de comandă aplicate pe poarta dispozitivului.

Structura unui asemenea dispozitiv (vezi figura 2.58) cuprinde un tiristor auxiliar $T_A(p_1n_1p_2n_{2A})$ şi tiristorul principal $T_P(p_1n_1p_2n_{2P})$.

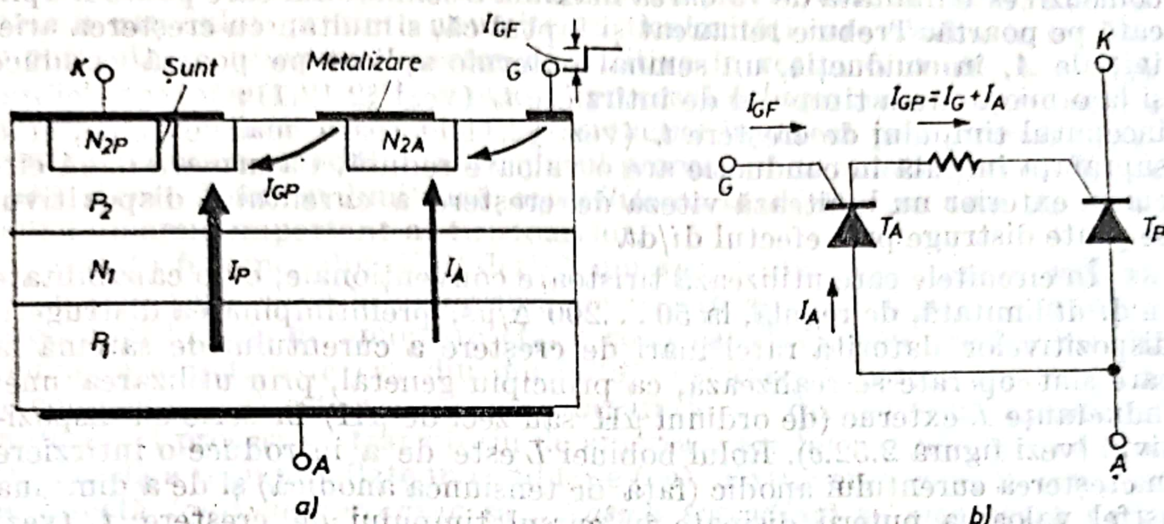


Fig. 2.58. (a) Ilustrarea principiului de funcţionare la amorsare a unui tiristor cu amplificator de poartă integrat. (b) Schema echivalentă simplificată a unui tiristor cu amplificator de poartă integrat (T_A este tiristorul auxiliar integrat $p_1n_1p_2n_{2A}$, T_P este tiristorul principal $p_1n_1p_2n_2$).

La aplicarea pe terminalul de poartă (G) a unui curent I_{GF} de valoare relativ redusă, conducţia în direct (I_A) se stabileşte iniţial prin tiristorul auxiliar T_A, care constituie amplificatorul integrat. Semnalul de amorsare al tiristorului principal T_P este furnizat de către curentul anodic al tiristorului auxiliar $T_A(I_A)$. Cu alte cuvinte, curentul de poartă (de amorsare) al tiristorului T_P este mult amplificat faţă de curentul iniţial de poartă I_{GF}, fiind practic egal cu I_A. Curentul I_A prin structura $p_1n_1p_2n_{2A}$ este reinjectat în baza p_2 sub catodul n_{2P} prin metalizarea emitorului auxiliar n_{2A}, acţionînd ca un curent de poartă I_{GP} pentru T_P. Astfel, curentul de poartă $I_{GP}=I_A$ asigură amorsarea „forţată" a structurii dispozitivului principal T_P, ceea ce permite mărirea ariei iniţiale în conducţie a catodului principal, deci inerent şi mărirea capabilităţii în di/dt a tiristorului. După amorsarea tiristorului principal T_P, tiristorul auxiliar T_A se blochează şi nu mai participă la funcţionarea dispozitivului.

Schema echivalentă simplificată a unui tiristor cu amplificator de poartă integrat se aseamănă cu configuraţia a două tranzistoare în conexiune Darlington: tiristorul T_A amorsat cu un semnal redus de comandă I_{GF} asigură comanda (drive-ul) pentru tiristorul principal T_P. Rolul tiristorului integrat T_P este acela de a asigura efectele „supracomenzii" pe poartă a tiristoarelor convenţionale, în condiţiile obţinerii şi a unui cîştig la amorsare G_{on} de valoare mare. Tiristoarele cu amplificator de poartă integrat sînt astfel proiectate încît în orice condiţii tiristorul T_A să se amorseze înaintea celui principal T_P. În caz contrar (cînd T_P se amorsează înaintea lui T_A), tiristorul auxiliar nu-şi îndeplineşte menirea. Tiristoarele de curenţi foarte mari, care sînt inerent amorsate cu un semnal redus aplicat (de exemplu, optotiristoarele) utilizează cîteva amplificatoare de

poartă integrate (vezi §2.17). Această soluţie conduce însă la pierderea ariei active a catodului.

O soluţie alternativă faţă de amplificatorul de poartă integrat îl constituie tiristorul cu *amorsarea iniţiată de cîmpul electric* (vezi figura 2.59).

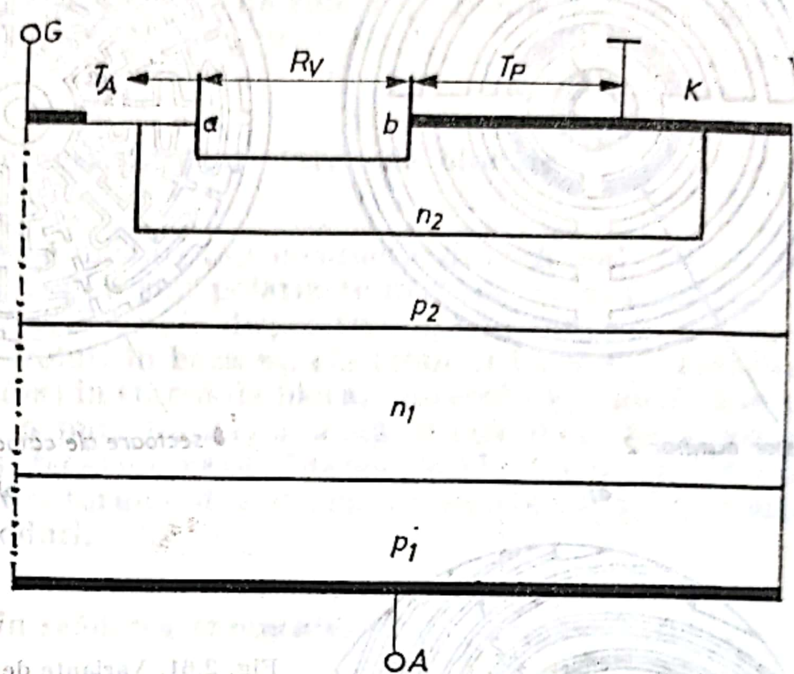


Fig. 2.59. Structura unui tiristor cu amorsarea iniţială de cîmpul electric.

Ideea acestei soluţii o constituie crearea unei căderi de tensiune între punctele a şi b ale catodului n_2 (pe rezistenţa R_V) în faza iniţială a procesului de amorsare. Această cădere de tensiune crează un cîmp electric lateral în stratul n_2, care măreşte substanţial viteza de răspîndire a conducţiei v_s.

Pentru a asigura intrarea aproape simultană în conducţie a tuturor zonelor din catozii tiristoarelor de arii mari se utilizează structuri interdigitate, în care poarta şi catodul se întrepătrund (vezi figura 2.60).

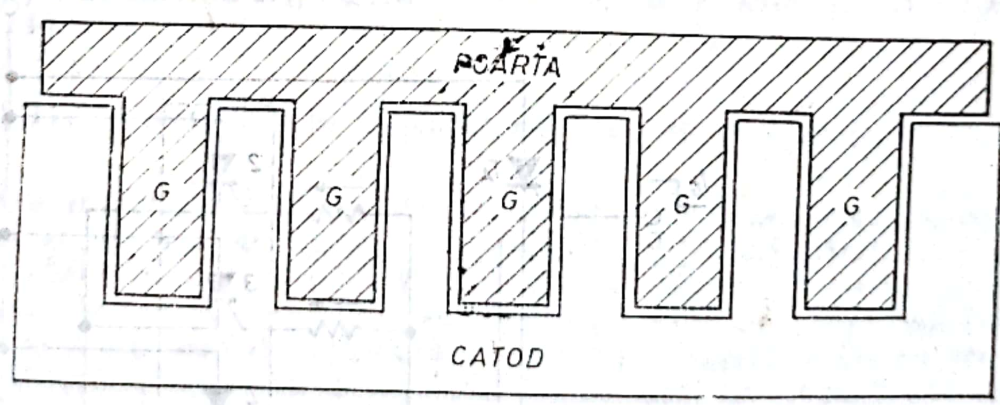


Fig. 2.60. Ilustrarea ideii de interdigitare a zonei poartă-catod.

Întrucît în asemenea structuri orice punct de pe catod se află situat faţă de contactul adiacent de poartă — la o distanţă de ordinul a (1...3) r_i, vezi figura 2.45, la aplicarea impulsului de amorsare pe poartă I_{GF} întreaga suprafaţă a catodului intră în conducţie aproape simultan. Pentru a micşora valoarea curentului de comandă I_{GF}, structurile interdigitate se utilizează

Tiristor auxiliar 1

Tiristor auxiliar 2

a)

Contactul amplificatorului de poartă

Poarta centrală

8 sectoare ale catodului

b)

c)

Fig. 2.61. Variante de structuri interdigitate practice: (*a*) cu două tiristoare auxiliare integrate în configurație cu simetrie circulară; (*b*) configurația *snow-flake* (*fulg de zăpadă*) cu un amplificator de poartă integrat; (*c*) configurație de interdigitare poartă-catod în formă de evolventă.

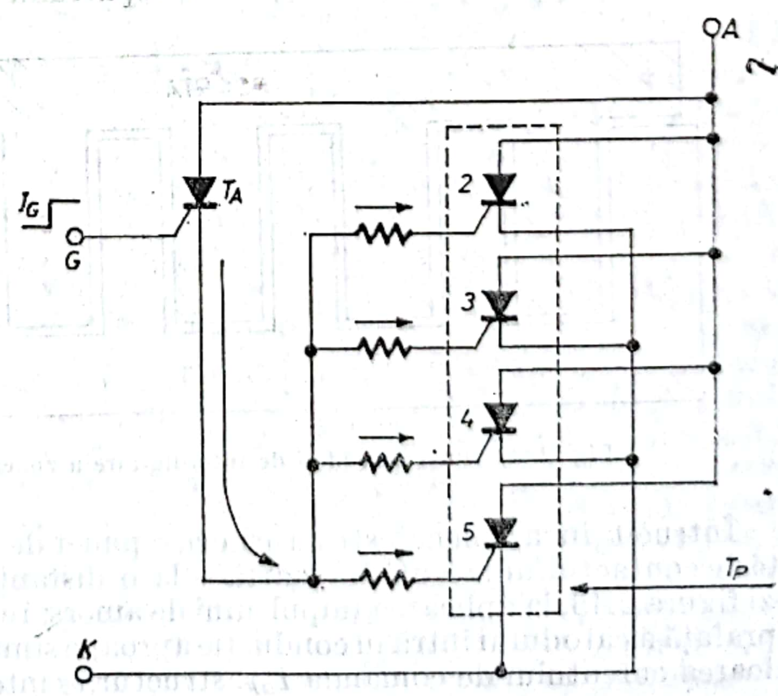


Fig. 2.62. Schema echivalentă simplificată a unei structuri interdigitate utilizînd un amplificator de poartă (tiristor) auxiliar T_A pentru amorsarea simultană a tuturor zonelor de catod ale tiristorului principal T_P.

în conjuncție cu amplificatoare de poartă integrate (vezi figura 2.61). Din schema echivalentă a unei astfel de structuri (vezi figura 2.62) rezultă că tiristorul auxiliar T_A amorsează simultan întregul tiristor principal T_P. Cu astfel de structuri se pot obține capabilități în di/dt de peste 1000 A/μs, în condițiile unui cîștig substanțial la amorsare G_{on}. Realizarea structurilor interdigitate pe plachete de siliciu de diametre date conduce însă la diminuarea ariei utile a catodului.

2.11. Modalități de comutare în starea de blocare

Cînd un tiristor se află în starea de conducție directă (*on*), toate cele trei joncțiuni ale dispozitivului sînt polarizate în direct (vezi figura 2.41) și, în consecință, cele două baze ale dispozitivului sînt puternic saturate cu purtători minoritari (goluri în baza n_1, electroni în baza p_2). Trecerea din starea de conducție (*on*) în starea de blocare directă (*off*) implică evacuarea sarcinii electrice a purtătorilor, stocată în cele două baze, astfel încît joncțiunea J_2 să-și recapete capabilitatea de blocare a tensiunii în direct V_D. Comutarea tiristorului din starea *on* în starea *off* se poate realiza în mai multe moduri.

2.11.1. Blocarea prin scăderea curentului anodic sub valoarea I_H

Tiristorul poate fi blocat prin scăderea curentului anodic i_T prin dispozitiv (curentul de sarcină) la o valoare cu puțin inferioară curentului de menținere I_H (vezi figura 2.33). Reducerea treptată a curentului anodic i_T la o valoare critică ($\approx I_H$), care să declanșeze comutarea tiristorului în starea de blocare în direct, nu este folosită direct în circuitele de forță, care utilizează aceste dispozitive. În aplicații practice ale tiristoarelor, blocarea acestor dispozitive datorită scăderii curentului i_T sub valoarea curentului de menținere I_H (datorită, de exemplu, creșterii bruște a rezistenței de sarcină R_A, figura 2.33) constituie un mod de comutare parazit [14].

2.11.2. Blocarea prin aplicarea tensiunii inverse anod-catod

Comutarea tiristoarelor convenționale din starea de conducție directă în cea de blocare se efectuează „forțat", prin aplicarea unei tensiuni inverse între anod și catod [14] (vezi figura 2.63). Într-o serie de aplicații practice, tiristorul este amorsat la aplicarea pe anod a semialternanței pozitive a tensiunii de alimentare. Blocarea dispozitivului se produce în semialternanța negativă a tensiunii de alimentare (vezi figura 2.63).

Datorită faptului că baza n_1 este groasă și slab dopată, cantitatea de sarcină stocată în acest strat și timpul de viață al golurilor τ_p joacă un rol primordial în întîrzierea procesului de blocare al tiristorului. Întrucît curentul de goluri prin structură este proporțional cu sarcina în exces din baza n_1, legea de scădere a curentului prin dispozitiv se poate scrie formal ca

$$I = I_T e^{-t/\tau_p} \tag{2.83}$$

Considerînd că dispozitivul este blocat în momentul în care curentul prin structură scade la valoarea curentului de menținere I_H (adică $I = I_H$ la t_{off}), din (2.83) se obține

$$t_{off} = \tau_p \ln \frac{I_T}{I_H} \tag{2.84}$$

unde $I = I_T$ la $t = 0$, iar τ_p este timpul de viață al golurilor în baza n_1.

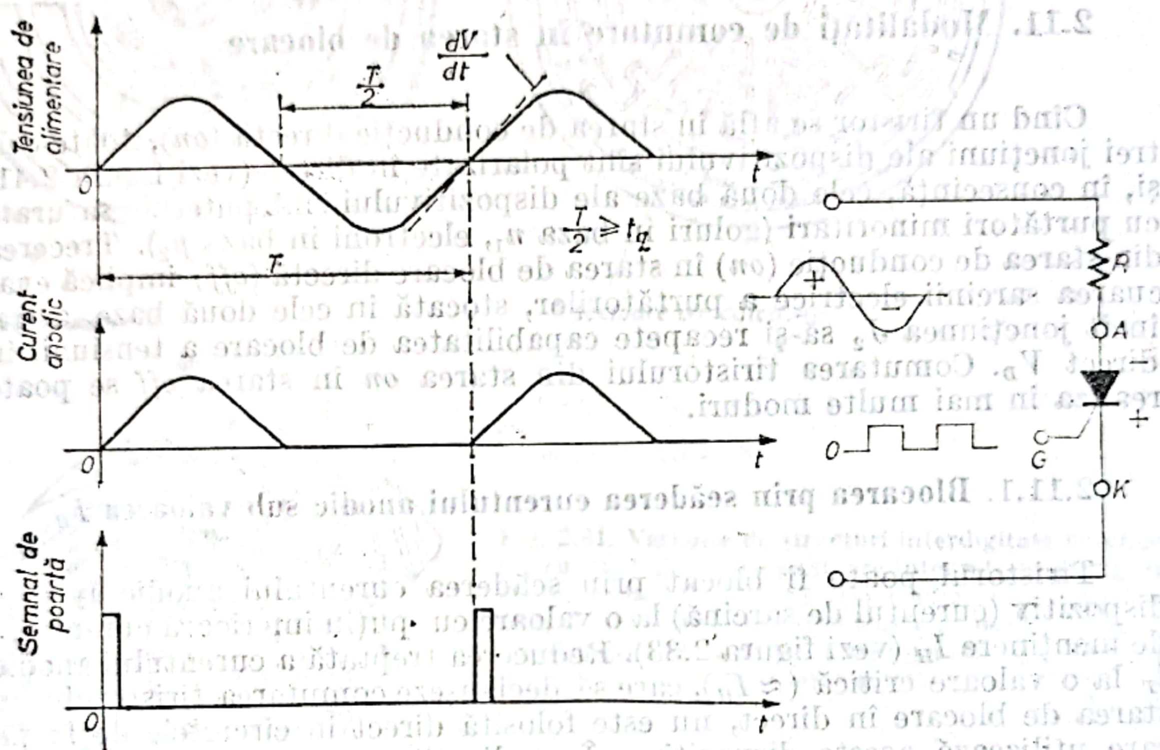
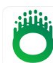


Fig. 2.63. Ilustrarea principiului blocării unui tiristor convențional prin inversarea polarității tensiunii anod catod într-o aplicație tipică.

Din abordarea simplificată care a condus la (2.84) rezultă că, timpul de blocare t_{off} este direct proporțional cu timpul de viață al purtătorilor minoritari τ_p din baza n_1. Reducerea timpului de viață τ_p se realizează prin introducerea în structura dispozitivului a centrilor de recombinare (vezi § 2.14.1.) cum ar fi aurul sau platina (care se introduc tehnologic, printr-un proces de difuzie) sau prin utilizarea iradierii dispozitivului finit cu electroni sau neutroni. Micșorarea intenționată a timpului de viață τ_p are consecințe importante asupra parametrilor de bază ai tiristoarelor (vezi § 2.14.1).

Reaplicarea tensiunii de blocare în direct cu o rată de creștere dV_D/dt (vezi figura 2.63) poate determina amorsarea parazită a tiristorului. Datorită acestei particularități, ca timp de blocare t_q al unui tiristor convențional se consideră intervalul de timp care se scurge din momentul în care, la aplicarea tensiunii inverse pe dispozitiv, curentul direct I_T scade la zero, și momentul cînd se poate replica tensiunea anodică directă cu o rată de creștere prestabilită (dV_D/dt dinamic sau reaplicat), fără ca tiristorul să se reamorseze parazit. Timpul de blocare t_q a tiristoarelor convenționale se definește la o valoare prestabilită a rampei dV_D/dt (de exemplu 400 V/μs) și la $T_{vj} = 125°C$.



Timpul de blocare t_q poate fi micşorat cu mijloace externe (de circuit), prin aplicarea unui semnal negativ de valoare redusă ($V_{GR} = 2\ldots6$ V) între poartă şi catod la sfîrşitul procesului tranzitoriu de blocare. Acest mod de reducere adiţională a timpului „natural" de blocare al tiristorului se numeşte blocare asistată de poartă (*gate assisted turn-off*). În tiristoarele cu blocare asistată de poartă (vezi § 2.14.2) reducerea timpului t_q provine în principal din faptul că negativarea porţii în raport cu catodul în faza finală a procesului de comutare deviază în circuitul extern o parte însemnată a curentului parazit (vezi § 2.9.1 şi §2.14.2) generat în structura dispozitivului de tensiunea V_D reaplicată. Canalizarea acestui curent înspre circuitul extern poartă-catod previne polarizarea în direct a joncţiunii n_2-p_2 şi declanşarea procesului regenerativ de amorsare nedorită a tiristorului.

2.11.3. Blocarea pe poartă

În principiu, toate tiristoarele convenţionale pot fi comutate din starea de conducţie în direct în starea de blocare prin aplicarea unui semnal negativ între poartă şi catod (vezi figura 2.64) fără inversarea polari-

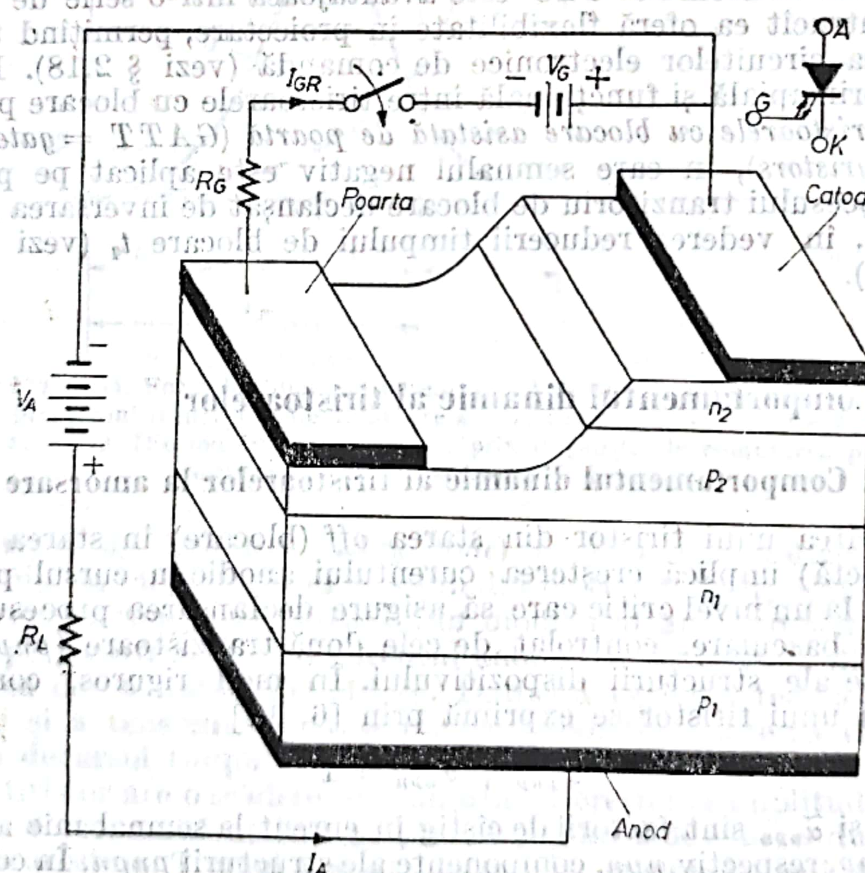


Fig. 2.64. Principiul blocării pe poartă a unui tiristor şi simbolul dispozitivului *GTO*.

tăţii anod-catod (ca în cazul discutat în §2.11.2.). Procesul tranzitoriu de blocare se bazează în acest caz pe extragerea, prin terminalul de poartă, a unui curent substanţial (I_{GR}) din structură, care are drept consecinţă

ieşirea treptată din saturaţie a tranzistorului *npn* component al structurii şi restabilirea capabilităţii de blocare în direct a joncţiunii J_2. Din punct de vedere formal, procesul de blocare al unui tiristor printr-un semnal negativ (I_{GR}) aplicat pe poartă se aseamănă cu procesul de tranziţie a unui tranzistor *npn* din starea de saturaţie în cea de blocare la extragerea unui curent I_B din bază. Timpul de blocare pe poartă t_{gq} a unui tiristor este cu atît mai redus, cu cît amplitudinea curentului de comandă I_{GRM} este mai mare. Timpul de blocare pe poartă t_{gq} la un curent I_{GRM} = constant este direct proporţional cu rata de creştere a tensiunii directe anod-catod pe dispozitiv în timpul procesului de comutare din starea *on* în starea *off*. Dispozitivele specializate, proiectate special pentru a utiliza în mod optim facilitatea de poartă în vederea blocării rapide sînt denumite — *tiristoare cu blocare pe poartă* (*GTO* = *gate turn-off thyristors*, vezi § 2.18). În aceste tiristoare specializate, care au parametrii electrici standard similari cu cei ai tiristoarelor convenţionale din aceeaşi clasă (arie de catod şi capsule identice), *terminalul de poartă* (*G*) *este utilizat atît pentru amorsare* (cu impulsuri I_{GF} pozitive), cît şi pentru *comutarea din starea on în starea off* (cu impulsuri I_{GR} negative). Pentru menţinerea în conducţie directă a tiristoarelor *GTO* nu este necesară alimentarea cu curent a porţii dispozitivului.

Utilizarea tiristoarelor *GTO* este avantajoasă într-o serie de aplicaţii de forţă, întrucît ea oferă flexibilitate în proiectare, permiţînd totodată simplificarea circuitelor electronice de comandă (vezi § 2.18). Există o deosebire principială şi funcţională între tiristoarele cu blocare pe poartă (*GTO*) şi *tiristoarele cu blocare asistată de poartă* (*GATT* = *gate assisted turn-off thyristors*), în care semnalul negativ este aplicat pe poartă la sfîrşitul procesului tranzitoriu de blocare declanşat de inversarea tensiunii anod-catod, în vederea reducerii timpului de blocare t_q (vezi § 2.11.2. şi § 2.14.2).

2.12. Comportamentul dinamic al tiristoarelor

2.12.1. Comportamentul dinamic al tiristoarelor la amorsare

Comutarea unui tiristor din starea *off* (blocare) în starea *on* (conducţie directă) implică creşterea curentului anodic în cursul procesului tranzitoriu la un nivel critic care să asigure declanşarea procesului regenerativ de basculare, controlat de cele două tranzistoare (*pnp* şi *npn*) componente ale structurii dispozitivului. În mod riguros, condiţia de amorsare a unui tiristor se exprimă prin [6, 14]

$$\tilde{\alpha}_{pnp} + \tilde{\alpha}_{npn} = 1 \qquad (2.85)$$

unde $\tilde{\alpha}_{pnp}$ şi $\tilde{\alpha}_{npn}$ sînt factorii de cîştig în curent la semnal mic al tranzistoarelor *pnp*, respectiv *npn*, componente ale structurii *pnpn*. În comparaţie cu relaţia (2.67), condiţia (2.85) indică o declanşare a reacţiei pozitive intrinseci la un nivel mai scăzut al curentului prin structură, întrucît factorii de cîştig la semnal mic ($\tilde{\alpha}$) cresc mai rapid cu curentul (vezi figura 2.40) decît omologii lor statici α (de c.c.).

Relaţia (2.85) constituie din punct de vedere formal condiţia riguroasă de amorsare a unui dispozitiv *pnpn* prin oricare din modurile sale de comutare din starea *off* în starea *on* (vezi § 2.8 şi § 2.9).

Comutarea unui tiristor din starea *off* în starea *on* prin aplicarea unui impuls de amplitudine I_{GFM} pe poarta dispozitivului se efectuează într-un timp finit, denumit *timp de amorsare* (*turn-on time*) $t_{on}(t_{gt})$. Procesul tranzitoriu de amorsare de durată $t_{on}(t_{gt})$, declanșat prin aplicarea pe poarta tiristorului a unui impuls pozitiv de comandă este caracterizat prin fenomene fizice distincte, corelate cu următoarele componente principale ale timpului de amorsare (figura 2.65) [4, 6, 14]:

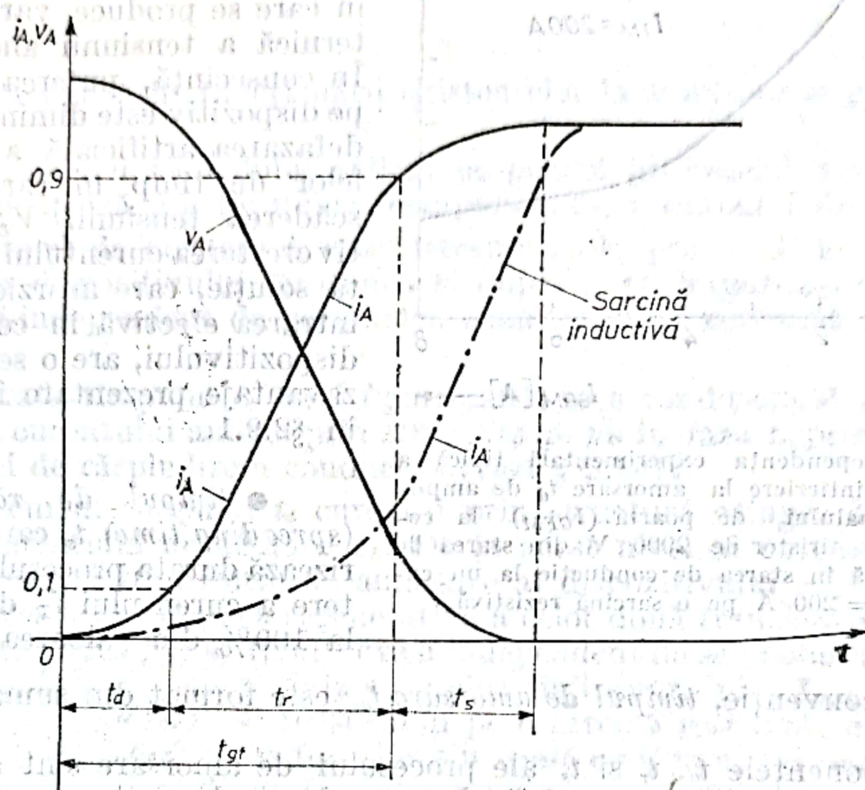


Fig. 2.65. Formele tipice ale curentului și tensiunii anodice în cursul procesului tranzitoriu de amorsare a unui tiristor pe o sarcină externă rezistivă. (Forma curentului anodic prin dispozitiv la comutarea pe o sarcină inductivă este schițată punctat).

● *timpul de întîrziere* (*delay time*) t_d, care caracterizează inerția dispozitivului în răspunsul său la semnalul de comandă aplicat pe poartă. Prin convenție, timpul t_d durează din momentul aplicării semnalului de amorsare pe poartă pînă cînd curentul anodic crește la 10% din valoarea sa în starea de conducție directă I_T. Datorită variației reduse în timp a curentului și a tensiunii anodice V_D pe dispozitiv, puterea disipată pe tiristor în decursul timpului t_d este relativ redusă. Timpul de întîrziere t_d al unui tiristor are o scădere pronunțată cu creșterea amplitudinii I_{GFM} a impulsului de comandă aplicat pe poartă (figura 2.66) la o durată constantă (t_i) a acestuia. Timpul t_d scade, de regulă, și cu mărirea ratei de creștere a curentului pe poartă (di_{GF}/dt);

● *timpul de creștere* (*rise time*) t_r, definit ca intervalul de timp în care curentul anodic i_T crește de la 10% la 90% din valoarea sa finală I_T. Creșterea abruptă a curentului anodic i_T în timpul fazei t_r este însoțită de variația rapidă a tensiunii V_D pe dispozitiv. Ca urmare, în timpul t_r al procesului tranzitoriu, pe dispozitiv se disipă o putere apreciabilă.

Supraîncălzirea locală a dispozitivului datorită densității mari de putere disipată pe tiristor în cursul fazei t_r poate conduce la distrugerea electrotermică a structurii *pnpn* prin efectul d*i*/d*t* (vezi § 2.10). Conectarea unei inductanțe L de valori reduse (de ordinul μH sau zeci de μH) conduce la o întîrziere a creșterii curentului i_T (vezi figura 2.65) față de intervalul de timp în care se produce variația puternică a tensiunii anodice V_D. În consecință, puterea disipată pe dispozitiv este diminuată prin defazarea artificială a intervalelor de timp în care au loc scăderea tensiunii V_D, respectiv creșterea curentului i_T. Această soluție, care întîrzie de fapt intrarea efectivă în conducție a dispozitivului, are o serie de dezavantaje prezentate în detaliu în §2.9.1.

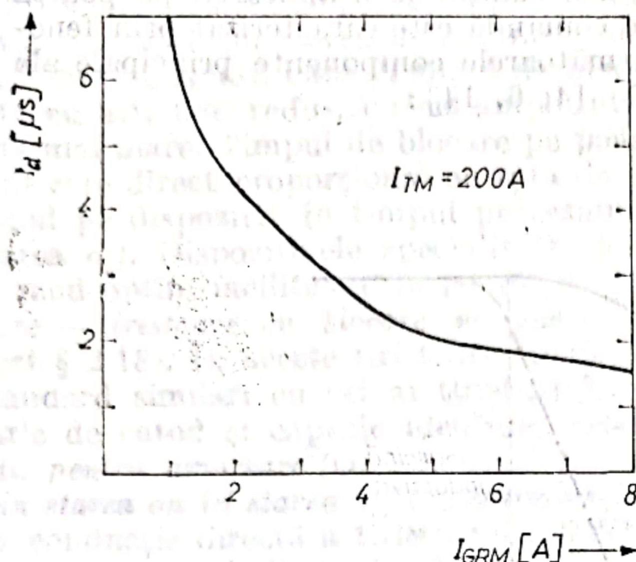


Fig. 2.66. Dependența experimentală tipică a timpului de întîrziere la amorsare t_d de amplitudinea semnalului de poartă (I_{GFM}) la comutarea unui tiristor de 2000 V din starea de blocare directă în starea de conducție la un curent $I_T = 200$ A pe o sarcină rezistivă.

• *timpul de răspîndire** (*spreading time*) t_s care caracterizează durata procesului de creștere a curentului i_T de la 90% la 100% din valoarea sa finală.

Prin convenție, *timpul de amorsare* t_{gt} este format din suma timpilor t_d și t_r.

Componentele t_d, t_r și t_s ale procesului de amorsare sînt specificate în cataloage pentru un curent final I_{TM} egal cu valoare cu curentul mediu nominal al dispozitivului ($I_{T(AV)}$) și pentru anumite valori ale amplitudinii (I_{GFM}), duratei (t_i) și ratei de creștere ($\mathrm{d}i_{GF}/\mathrm{d}t$) a curentului de poartă. Se specifică, de asemenea și valoarea tensiunii anodice V_D în starea de blocare, precum și cea a rezistenței de sarcină.

Puterea instantanee $p_{on}(t)$ disipată pe tiristor în cursul procesului tranzitoriu de amorsare (vezi figura 2.65) se exprimă prin produsul dintre valorile corespunzătoare ale curentului $i_T(t)$ și tensiunii $v_D(t)$

$$p_{on} = i_T(t)\ v_D(t) \tag{2.86}$$

Energia E_{on}, care conduce la încălzirea tiristorului în timpul amorsării, se exprimă prin

$$E_{on} = \int_0^{t_{on}} p_{on}\,\mathrm{d}t \tag{2.87}$$

* Această denumire s-a menținut din perioada cînd se considera că răspîndirea conducției de-a lungul catodului (vezi § 2.10) are loc în principal în cursul timpului t_s. După cum s-a arătat §2.10, extinderea ariei inițiale de conducție în direct are loc în cursul întregii perioade a procesului de amorsare. În consecință, denumirea de *timp de răspîndire* (a conducției), care s-a păstrat în literatură, este lipsită de suportul ei fizic inițial.

şi este cu atît mai mare, cu cît durata procesului de amorsare (t_{on}) este mai lungă.

Procesul tranzitoriu de amorsare se încheie la sfîrşitul fazei t_s (figura 2.65), cînd* :

(a) întreaga suprafaţă a catodului se află în conducţie directă ;

(b) tensiunea pe dispozitiv scade la valoarea V_T ;

(c) toate joncţiunile dispozitivului sînt polarizate în direct (vezi § 2.7.).

Particularităţile funcţionării tiristoarelor la amorsare se pot rezuma astfel :

a) Parametrii semnalului aplicat pe poartă (în special amplitudinea I_{GFM}) influenţează practic numai componenta t_d a timpului de amorsare ;

b) Timpul de creştere t_r este determinat în principal de geometria verticală a dispozitivului (grosimea şi doparea cu impurităţi a bazelor), fiind cvasi-independent de parametrii semnalului de comandă aplicat pe poartă ;

c) Durata timpului t_s (vezi figura 2.65) este condiţionată numai de densitatea curentului anodic prin structura *pnpn* în faza t_r, prin intermediul vitezei de răspîndire a conducţiei (vezi § 2.10) ;

d) În cursul timpului t_d curentul prin structură atinge, de regulă, valoarea curentului de agăţare I_L. De la acest nivel al curentului prin tiristor, procesul tranzitoriu de amorsare al dispozitivului este controlat practic exclusiv de acţiunea regenerativă a celor două tranzistoare componente ale structurii *pnpn*, fiind cvasi-independent de semnalul de poartă. În consecinţă, la o valoare dată a amplitudinii semnalului I_{GFM}, utilizată în procesul de amorsare al tiristorului pe o sarcină rezistivă, durata impulsului de poartă trebuie să fie cel puţin egală cu timpul necesar stabilirii prin dispozitiv a curentului I_L. Întreruperea impulsului de comandă pe poartă după ce nivelul curentului anodic depăşeşte valoarea I_L nu împiedică desfăşurarea în continuare a procesului tranzitoriu de amorsare ;

e) Micşorarea timpului t_d (vezi figura 2.65) prin mărirea amplitudinii semnalului I_{GFM} aplicat pe poartă implică o iniţiere mai rapidă a fazei t_r a procesului tranzitoriu. Datorită localizării conducţiei curentului anodic în faza t_d pe o arie extrem de redusă a catodului (vezi § 2.8.1. şi § 2.10) „grăbirea" începutului componentei t_r favorizează supraîncălzirea locală a tiristoarelor în faza t_r datorită densităţilor considerabile de putere disipată. Astfel, „supracomanda" pe poartă, menită să reducă valoarea componentei t_d, provoacă o creştere a densităţii instantanee a curentului anodic în faza t_r pe o arie iniţială în conducţie restrînsă, favorizînd distrugerea electrotermică a dispozitivelor prin efectul di/dt (vezi § 2.10) ;

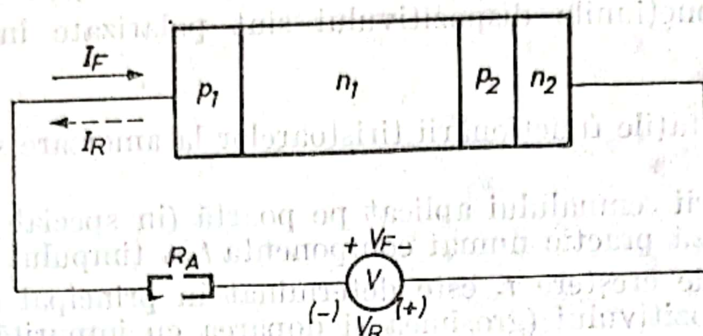
f) Un dispozitiv cu o valoare scăzută a parametrului I_{GT} şi I_L, deci extrem de sensibil la semnalul de amorsare pe poartă, este inerent sensibil şi la semnale parazite interne generate, de exemplu, de *efectul* dV/dt (vezi § 2.9.).

---

* Din punct de vedere formal, la sfîrşitul fazei t_s se consideră îndeplinită condiţia (2.66).

2.12.2. Comportamentul dinamic al tiristoarelor în blocare

Fenomenele principale care însoțesc dinamica procesului tranzitoriu de blocare a unui tiristor pe o sarcină rezistivă prin inversarea bruscă a polarității tensiunii anod-catod sînt următoarele (vezi figura 2.67) [4, 6, 14].



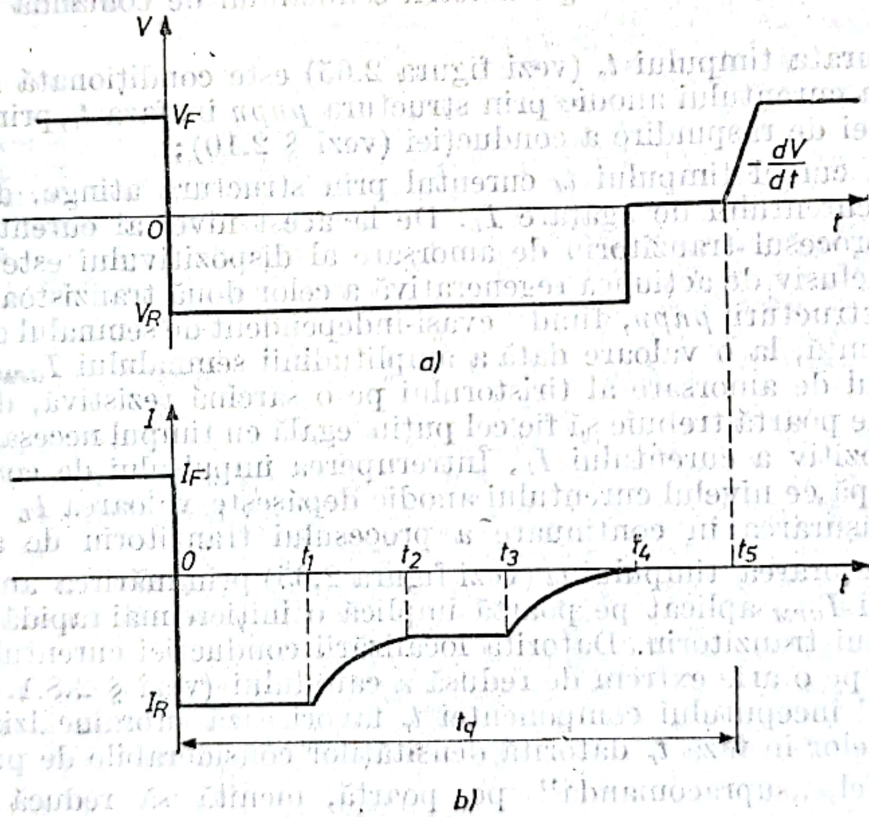


Fig. 2.67. Formele de undă ideale ale tensiunii (*a*) și ale curentului (*b*) în cursul procesului tranzitoriu de blocare a unui tiristor pe o sarcină rezistivă prin inversarea bruscă a polarității tensiunii aplicate între anod și catod.

a) În momentul $t = 0$ polaritatea sursei externe de tensiune se modifică abrupt la valoarea $-V_R$. În prima fază a procesului tranzitoriu de blocare (pînă în momentul $t = t_1$), curentul invers prin dispozitiv I_R este limitat la o valoare cvasi-constantă ($I_R = -V_R/R_A$) de rezistorul de sarcină R_A. Bazele n_1 și p_2 ale dispozitivului sînt saturate cu purtători minoritari și toate joncțiunile (J_1, J_2, J_3) sînt încă polarizate în direct.

b) În momentul $t = t_1$, concentrația de electroni (purtători minoritari) în baza p_2 în vecinătatea joncțiunii J_3 devine nulă. În consecință, zona de sarcină spațială a joncțiunii $n_2 - p_2$ începe să se extindă ca urmare a polarizării în invers a acestei joncțiuni. Pe măsura creșterii tensiunii inverse pe joncțiunea J_3, curentul invers prin tiristor scade, fiind determinat în momentul $t = t_2$ de relația [4]

$$I_R = \frac{V_R - V_{BV(J3)}}{R_A} \tag{2.88}$$

unde $V_{BV(J3)}$ este tensiunea de străpungere în avalanșă a joncțiunii J_3, avînd valori tipice între 10 și 25 V (vezi § 2.5). „Revenirea" (blocarea) cu prioritate a joncțiunii J_3 este dictată în principal de timpul de viață scăzut al purtătorilor minoritari în baza p_2, relativ puternic dopată.

c) În momentul $t = t_2$, căderea de tensiune constantă pe joncțiunea J_3, egală cu tensiunea de avalanșă $V_{BV(J3)}$, este înseriată cu tensiunea aplicată pe secțiunea $p_2n_1p_1$ a dispozitivului. Curentul invers prin dispozitiv este constant, avînd o valoare dată de relația (2.88). În momentul $t = t_3$ concentrația purtătorilor minoritari (goluri) în baza n_1 în vecinătatea joncțiunii de anod (J_1) scade la zero. În consecință, zona de sarcină spațială a joncțiunii $p_1 - n_1$ începe să se extindă, această joncțiune polarizîndu-se în invers.

d) În intervalul $t_3 \ldots t_4$, dispozitivul se comportă ca un tranzistor *pnp* cu baza în gol, avînd drept emitor stratul p_2 al tiristorului. Creșterea în timp a tensiunii inverse pe joncțiunea J_1 este însoțită de expansiunea zonei de sarcină spațială, în principal în baza n_1. Simultan, în zonele neutre ale bazei n_1 are loc recombinarea purtătorilor minoritari. Datorită acestor fenomene, curentul invers prin tiristor scade exponențial la zero;

e) În momentul $t = t_4$, procesul tranzitoriu de comutare forțată a tiristorului din starea de conducție în cea de blocare este încheiat: curentul invers prin dispozitiv este practic nul. În bazele dispozitivului, în special în stratul n_1 există însă o cantitate substanțială de sarcină electrică reziduală, asociată purtătorilor minoritari. Dispariția acestei sarcini prin recombinare are loc cu o întîrziere, care determină durata intervalului $t_4 - t_5$. Reaplicarea tensiunii de blocare în direct (+ pe anod și — pe catod) înainte de încheierea fazei $t_4 - t_5$ conduce la amorsarea parazită a tiristorului (vezi § 2.11.2): aplicarea tensiunii în direct cu o rată de creștere ($\mathrm{d}V_D/\mathrm{d}t$) determină trecerea prin structură a unui curent în direct, care conduce la îndeplinirea condiției (2.85). Acest „vîrf" de curent, care scade exponențial (figura 2.83) poartă denumirea de *curent de revenire în direct* (*forward recovery current*), fiind similar curentului de revenire în invers. Valoarea acestui curent este direct proporțională cu rata de creștere ($\mathrm{d}V_D/\mathrm{d}t$) a tensiunii anodice reaplicate.

Fenomenele asociate reamorsării tiristorului prin acțiunea curentului de revenire în direct sînt similare cu cele specifice amorsării dispozitivului datorită curentului de deplasare indus de *efectul* dV/dt (§ 2.9.1): fluxul incipient de goluri, injectat de joncțiunea J_1, străbate baza n_1 și ajungînd prin joncțiunea J_2 în baza p_2, polarizează joncțiunea J_3 suficient de puternic pentru a iniția o injecție substanțială de electroni din stratul n_2 în p_2. În cazul cînd curentul de revenire în direct are o valoare suficient de mare, îndeplinirea condiției (2.85) conduce la reamorsarea tiristorului, adică dispozitivul nu reușește să ajungă în starea de blocare în direct.

„Revenirea" totală este obținută numai în cazul cînd curentul datorat rampei dV_D/dt reaplicate nu reușește să amorseze accidental tiristorul. *Din acest motiv, timpul de blocare t_q al unui tiristor (figura 2.67) durează din momentul $t = 0$ pînă în $t = t_5$* (vezi și § 2.11.2).

Ca și curentul de revenire în direct, timpul t_q se mărește odată cu rata de creștere a tensiunii anodice reaplicate (dV_D/dt) și cu temperatura T_{vj} a structurii *pnpn*. Din punct de vedere practic, timpul de blocare t_q al unui tiristor la $T_{vj} = 125°C$ este de aproximativ două ori mai lung decît la 25°C, în principal datorită tendinței timpului de viață al purtătorilor minoritari de a crește cu temperatura, precum și contribuției sporite a concentrației intrinseci n_i la cantitatea de purtători din baza n_1 odată cu creșterea temperaturii.

Timpul t_q este de asemenea sensibil la condițiile de circuit în care operează tiristorul. Trebuie remarcat faptul că atunci cînd tiristorul funcționează în calitate de comutator electronic (*on/off*), temperatura structurii pe axele longitudinală și radială nu este uniformă. Astfel, zonele catodului aflate în imediata vecinătate a porții au, de regulă, o temperatură superioară regiunilor de catod, situate mai departe de terminalul de comandă. Ca urmare, în momentul în care dispozitivul se reamorsează parazit prin *efectul dV/dt dinamic* la finele fazei t_q, conducția inițială a curentului anodic prin structură se stabilește extrem de localizat și neuniform, de preferință în zonele cu temperatură locală mai mare. În consecință, o asemenea amorsare prezintă riscul distrugerii dispozitivului prin *efectul di/dt* (vezi § 2.10).

Există două modalități principale de reducere a timpului de blocare t_q (vezi § 2.14): **tehnologice** și **de circuit** (externe).

Metodele tehnologice de reducere a timpului t_q se bazează pe faptul că durata acestuia este direct proporțională cu timpul de viață τ_p al purtătorilor minoritari (goluri) în baza n_1 (vezi relația 2.84). Relația dintre t_q și τ_p utilizată în practică este [15]

$$t_q \approx 10\,\tau_p \tag{2.89}$$

Metodele principale de micșorare a timpului de viață al purtătorilor minoritari în bazele n_1 și p_2 sînt detaliate în § 2.14.1. Introducerea centrilor de recombinare micșorează atît durata $t_1—t_4$, cît și în special componenta $t_4—t_5$ a timpului de blocare t_q (figura 2.67). Diminuarea intervalului $t_4—t_5$ al timpului t_q poate fi obținută prin aplicarea unui semnal negativ pe poartă (față de catod) la sfîrșitul procesului tranzitoriu din starea *on* în starea *off*. Acest mod de comutare poartă denumirea de *blocare asistată de poartă*. (vezi § 2.14.2.).

Formele de undă din figura 2.67 sînt ideale. În practică, forma reală a curentului în timpul procesului tranzitoriu de comutare din starea *on* în starea *off* este influențată de: (*a*) rata de creștere (finită) a tensiunii inverse ($-V_R$) aplicate pe dispozitiv în momentul $t = 0$; (*b*) particularitățile structurii interne a dispozitivului (profilul de impurități), adîncimea joncțiunilor, timpul de viață în baze etc.); (*c*) caracterul preponderent inductiv al sarcinii efective din circuitul extern.

În figura 2.68 este prezentată forma tipică de variație a curentului invers în timpul procesului tranzitoriu de blocare al unui tiristor pe o sarcină R_A rezistivă reală (avînd inerent o inductanță parazită).

Curentul prin dispozitiv scade de la valoarea I_{TM} la valoarea maximă inversă I_{RM} cu o rată (di/dt). Timpul în care curentul invers crește de la 0 la valoarea sa negativă maximă (I_{RM}) cu rata (di/dt) poartă denumirea de

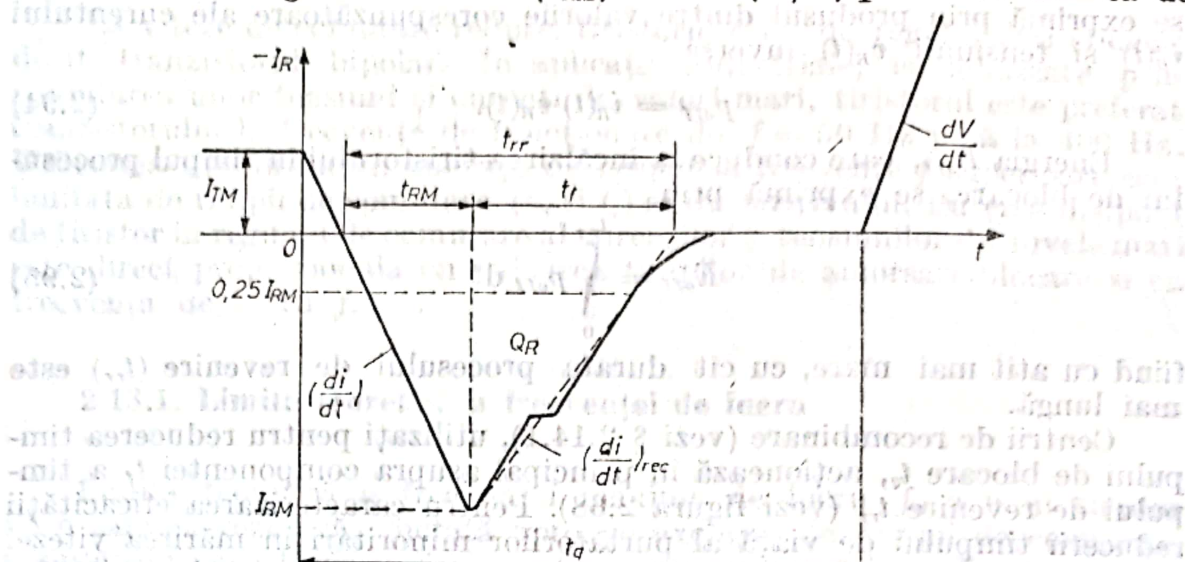


Fig. 2.68. Formele de undă ale curentului în cursul procesului tranzitoriu de blocare a unui tiristor pe o sarcină rezistivă reală prin inversarea tensiunii aplicate între anod și catod. (Pe curba curentului invers sînt indicați parametrii principali ai procesului de „revenire").

timpul de stocare în volum (*volume storage time*) t_{RM} și se exprimă prin [19]

$$t_{RM} = \frac{I_{RM}}{(di/dt)}. \tag{2.90}$$

După atingerea valorii sale maxime (I_{RM}), curentul invers prin tiristor scade de la zero în *timpul de cădere* (*fall time*) t_f, a cărui valoare [4, 19]

$$t_f = \frac{I_{RM}}{(di/dt)_{rec}} \tag{2.91}$$

se determină, potrivit convenției, prin extrapolarea la zero a dreptei care unește I_{RM} cu punctul de coordonată (0,25 I_{RM}).

Timpul de revenire în invers (*reverse recovery time*) t_{rr}, exprimă durata intervalului dintre cele două treceri prin zero ale curentului invers prin dispozitiv. Cu relațiile (2.90) și (2.91), timpul de revenire t_{rr} se exprimă prin [4, 19]

$$t_{rr} = t_{RM} + t_f = I_{RM}\left(\frac{1}{(di/dt)} + \frac{1}{(di/dt)_{rec}}\right) \tag{2.92}$$

fiind direct proporțional cu valoarea maximă a curentului invers (I_{RM}) și invers proporțional cu ratele de variație ale curentului invers (di/dt) și $(di/dt)_{rec}$.

Timpul de revenire t_{rr} este direct proporțional cu sarcina stocată Q_R în bazele n_1 și p_2 ale tiristorului. Sarcina electrică Q_R [15, 16, 17]

$$Q_R = \frac{1}{2} I_{RM}\, t_{rr} \tag{2.93}$$

este egală cu aria triunghiului avînd drept bază timpul t_{rr}, iar ca înălțime curentul I_{RM} (vezi figura 2.68).

Puterea instantanee disipată pe tiristor în cursul procesului de blocare se exprimă prin produsul dintre valorile corespunzătoare ale curentului $i_R(t)$ și tensiunii $v_R(t)$ inverse

$$p_{off} = i_R(t)\, v_R(t). \tag{2.94}$$

Energia E_{off}, care conduce la încălzirea tiristorului în timpul procesului de blocare, se exprimă prin

$$E_{off} = \int_0^{t_{rr}} p_{off}\, \mathrm{d}t \tag{2.95}$$

fiind cu atît mai mare, cu cît durata procesului de revenire (t_{rr}) este mai lungă.

Centrii de recombinare (vezi § 2.14.1), utilizați pentru reducerea timpului de blocare t_q, acționează în principal asupra componentei t_f a timpului de revenire t_{rr} (vezi figura 2.68). Pentru caracterizarea eficacității reducerii timpului de viață al purtătorilor minoritari în mărirea vitezei de blocare a tiristoarelor se utilizează parametrul S (*snappiness*) [19]

$$S = \frac{t_f}{t_{RM}}, \tag{2.96}$$

care are valori subunitare. În funcție de valorile parametrului S revenirea (la zero a curentului invers) poate fi:

— *lină* sau *moale* (*soft recovery*), atunci cînd t_f are valori relative (la t_{RM}) mari, adică rata de revenire a curentului invers $(\mathrm{d}i/\mathrm{d}t)_{rec}$ este redusă (vezi § 2.12.8).

— *bruscă* sau *abruptă* (*fast recovery*), atunci cînd t_f are valori relativ reduse, ceea ce implică o rată relativ mare de revenire a curentului invers $(\mathrm{d}i/\mathrm{d}t)_{rec}$.

În vederea obținerii unui timp de blocare t_q mic, timpul de revenire t_{rr} și parametrul S trebuie să aibă valori cît mai reduse.

Tiristoarele cu revenire *bruscă* (*abruptă*) prezintă inconvenientul că favorizează apariția unor supratensiuni în circuitele de forță în care sînt utilizate, datorită valorilor relativ mari ale produsului $L(\mathrm{d}i/\mathrm{d}t)_{rec}$. În consecință, în circuitele de forță cu sarcini inductive sînt de preferat tiristoarele cu revenire *lină*. Dispozitivele cu revenire *lină* (valoare relativ mare a parametrului S) sînt, în ordine: tiristoare normale (fără centri de recombinare, utilizați pentru micșorarea timpului de viață), tiristoare dopate cu platină, aur, cele iradiate cu electroni/neutroni (vezi § 2.14.1).

Ținînd seama de relațiile (2.90)÷(2.93), parametrii principali ai procesului tranzitoriu de blocare se corelează cu parametrul S astfel:

$$I_{RM} = \sqrt{\frac{2Q_R(\mathrm{d}i/\mathrm{d}t)}{1+S}}, \tag{2.97}$$

$$\left(\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}\right)_{rec} = \frac{\mathrm{d}i/\mathrm{d}t}{S}, \tag{2.98}$$

$$t_{rr} = \sqrt{\frac{2Q_R(1+S)}{(\mathrm{d}i/\mathrm{d}t)}}. \tag{2.99}$$

2.13. Limitări în frecvență și putere

La viteze de comutare reduse, tiristorul este, de regulă, mai eficient decît tranzistorul bipolar. În aplicații industriale, caracterizate prin comutarea unor tensiuni și curenți de valori mari, tiristorul este preferat tranzistorului la frecvențe de funcționare de $f = 50$ Hz pînă la 400 Hz. Utilizarea tiristorului în aplicații de circuit la frecvențe f superioare este limitată de timpii de comutare (t_{gt} și t_q) ai dispozitivului. Puterea disipată de tiristor în regimul de comutare al curenților și tensiunilor de nivele mari este direct proporțională cu valoarea timpilor de amorsare/blocare și cu frecvența de lucru f.

2.13.1. Limita teoretică a frecvenței de lucru

Limita teoretică a frecvenței maxime de lucru f_m a unui tiristor pe o sarcină rezistivă, dictată aproape exclusiv de timpii de comutare, rezultă din curbele de variație în timp ale curentului anodic și tensiunii pe dispozitiv într-un ciclu de funcționare *on/off* (vezi figura 2.69).

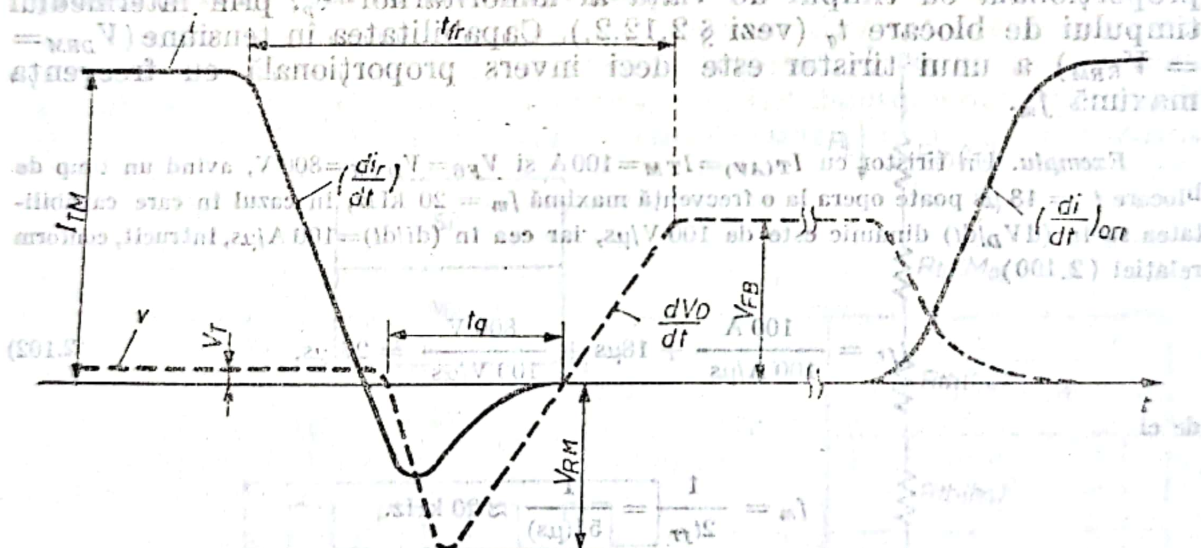


Fig. 2.69. Formele de undă ale curentului anodic și tensiunii anodice în cursul unui ciclu de funcționare al tiristorului în regim de comutare (*on/off* și *off/on*).

În cadrul procesului dinamic ilustrat în figura 2.69, tiristorul trece succesiv din starea de conducție (*on*) în starea de blocare (*off*) și apoi, din nou, în cea de conducție în direct. Formele de undă ale curenților și tensiunii în cursul procesului tranzitoriu din starea *on* în starea *off*, respectiv din *off* în *on*, sînt comasate în figura 2.69 pe baza determinărilor din figura 2.65 și figura 2.68. Curentul în starea de conducție directă este I_{TM}, iar valoarea finală a tensiunii de blocare în direct este V_{FB}. Durata proceselor tranzitorii de blocare și respectiv de amorsare este substanțial afectată de rata de variație a curenților prin dispozitiv (figura 2.69) di_R/dt, respectiv di/dt. Ponderea principală în cadrul proceselor tranzitorii revine timpului de blocare (comutare din starea *on* în *off*), care poartă denumirea

de *timpul de revenire în direct* (*forward recovery time*) t_{fr}. Acest timp are trei componente (vezi figura 2.69) [6]:

$$t_{fr} = \frac{I_{TM}}{\frac{di_R}{dt}} + t_q + \frac{V_{BF}}{\frac{dV_D}{dt}}. \quad (2.100)$$

Considerînd că, în cursul unui ciclu de funcționare în regim de comutație, timpul de amorsare (t_{gt}), durata fazelor în decursul cărora tiristorul se află în stările *on* şi *off* însumează un interval de timp, cu o valoare cel mult egală cu t_{fr}, perioada minimă T_m a unui ciclu de comutare este $T_m \approx 2t_{fr}$. În consecință, frecvența maximă de funcționare a tiristorului în regim de comutare se exprimă prin [6]

$$f_m = \frac{1}{2\, t_{fr}}. \quad (2.101)$$

Se observă că la rate prestabilite de creştere a tensiunii reaplicate (dV_D/dt) şi a scăderii curentului prin tiristor la blocare (di_R/dt), frecvența maximă f_m este: (*a*) invers proporțională cu tensiunea finală de blocare în direct (V_{BF}) şi cu nivelul curentului în conducția directă I_{TM}; (*b*) invers proporțională cu timpul de viață al minoritarilor τ_p, prin intermediul timpului de blocare t_q (vezi § 2.12.2.). Capabilitatea în tensiune ($V_{DRM} = V_{RRM}$) a unui tiristor este deci invers proporțională cu frecvența maximă f_m.

Exemplu. Un tiristor cu $I_{T(AV)} = I_{TM} = 100$ A şi $V_{FB} = V_{DRM} = 800$ V, avînd un timp de blocare $t = 18$ µs poate opera la o frecvență maximă $f_m = 20$ kHz, în cazul în care capabilitatea sa în (dV_D/dt) dinamic este de 100 V/µs, iar cea în (di/dt)=100 A/µs, întrucît, conform relației (2.100)

$$t_{fr} = \frac{100\text{ A}}{100\text{ A}/\mu\text{s}} + 18\mu\text{s} + \frac{800\text{ V}}{100\text{ V}/\mu\text{s}} = 27\ \mu\text{s}, \quad (2.102)$$

deci

$$f_m = \frac{1}{2t_{fr}} = \frac{1}{54(\mu\text{s})} \approx 20\text{ kHz}.$$

Creşterea în acest caz a frecvenței f_m poate fi obținută prin îmbunătățirea capabilității în dV_D/dt dinamic, respectiv în di/dt şi/sau prin micşorarea timpului t_q (vezi §2.14.1).

2.13.2. Limitări în putere în regim staționar. Rezistența termică.

Puterea totală disipată de un tiristor în regim de comutare staționar se exprimă prin:

$$P_d = P_T + (E_{on} + E_{off})\, f \quad (2.103)$$

unde $P_T = I_T V_T$ sînt pierderile pe dispozitiv în conducție directă, E_{on} şi E_{off}, exprimate matematic de relațiile (2.87), respectiv (2.95), sînt valorile energiilor de comutare asociate tranziție tiristorului din starea *off* în starea *on*, respectiv din *on* în *off*, f este frecvența de comutare.

La frecvenţe joase (50 ... 100 Hz), ponderea puterii disipate în conducţie (P_T) în valoarea pierderilor totale P_d este dominantă. Odată cu creşterea frecvenţei de comutaţie f, pierderile asociate amorsării şi blocării dispozitivului devin preponderente în relaţia (2.103). În regim de funcţionare staţionar, puterea totală transferată de la dispozitiv spre capsulă este limitată de rezistenţa termică joncţiune-capsulă R_{thj-c} a tiristorului, ceea ce se exprimă prin relaţia :

$$P_d = \frac{\Delta T}{R_{thj-c}} = \frac{T_{vj} - T_c}{R_{thj-c}}. \tag{2.104}$$

Pentru valori specificate ale rezistenţei termice joncţiune-capsulă R_{thj-c} şi temperaturii joncţiunii T_{vj} ecuaţia (2.104) predictează puterea maximă $P_d = I_{T(AV)} V_T$ pe care o poate disipa un dispozitiv în regim de curent continuu fără a depăşi temperatura $T_{vj} = 125°C$. În cazul funcţionării dispozitivului în comutare într-un regim electrotermic staţionar, relaţiile (2.103) şi (2.104) predictează cu aproximaţie puterea medie care poate fi disipată fără ca temperatura medie a joncţiunii să depăşească 125°C.

De regulă, în timpul funcţionării unui tiristor, capsula dispozitivului se încălzeşte şi deci $T_c \neq T_a (T_c > T_a)$*. Din punct de vedere formal, modificarea temperaturii capsulei micşorează diferenţa de la numărătorul expresiei (2.104), ceea ce are drept consecinţă diminuarea puterii maxime

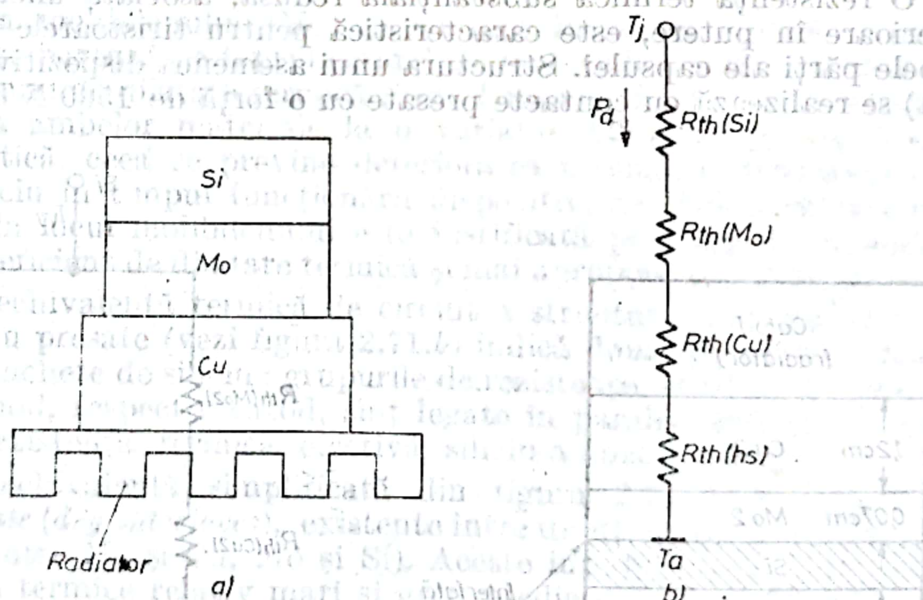


Fig. 2.70. (a) Structura simplificată a unui tiristor plasat pe un radiator şi (b) schema sa echivalentă termică de circuit.

care poate fi disipată în regim electrotermic staţionar. Pentru a maximiza capabilitatea în putere a tiristoarelor, acestea sînt plasate, de regulă, pe un radiator metalic (vezi figura 2.70), care menţine temperatura capsulei la o valoare apropiată de cea a mediului ambiant. Evacuarea căldurii produsă în structura de siliciu de puterea disipată P_d se efectuează, în

* Temperatura maxim admisibilă a capsulei este $T_{cmax} = 85°C$.

acest caz, atît prin conducţie, de la siliciu, prin contraelectrodul de molibden şi ambaza de cupru (adică părţile constructive ale capsulei) spre radiator, cît şi prin convecţie, de la radiator spre mediul ambiant (aer sau apă, în cazul răcirii forţate a dispozitivelor). Rezistenţa termică R_{th} a fiecărui element al ansamblului din figura 2.70 se exprimă prin:

$$R_{th} = \frac{1}{K} \frac{l}{S} \tag{2.105}$$

unde K este conductivitatea termică a materialului implicat (W/Kcm), l şi S sînt lungimea (cm), respectiv secţiunea/aria (cm²) materialului. Se observă analogia dintre mărimile care intervin în (2.105) şi cele care definesc o rezistenţă electrică. Utilizînd analogia dintre mărimile electrice şi cele termice în conjuncţie cu figura 2.70.*b* (temperatură-potenţial, putere disipată-curent, rezistenţă termică-rezistenţă electrică), temperatura joncţiunii T_{vj} se exprimă în acest caz prin:

$$T_{vj} = T_a + P_d[R_{th(Si)} + R_{th(Mo)} + R_{th(Cu)} + R_{th(hs)}] \tag{2.106}$$

unde $R_{th(Si)}$, $R_{th(Mo)}$, $R_{th(Cu)}$, $R_{th(hs)}$ sînt rezistenţele termice ale plachetei de siliciu, respectiv ale contraelectrodului de molibden, ambazei de cupru şi radiatorului (*heatsink*). Pentru ca rezistenţa termică a radiatorului (fabricat de regulă din aluminiu) să fie de valoare cît mai redusă, aria sa de contact cu mediul ambiant este maximizată.

O rezistenţă termică substanţială redusă, asociată unei capabilităţi superioare în putere, este caracteristică pentru tiristoarele cu răcire pe ambele părţi ale capsulei. Structura unui asemenea dispozitiv (vezi figura 2.71) se realizează cu contacte presate cu o forţă de 1500 N/cm². Căldura

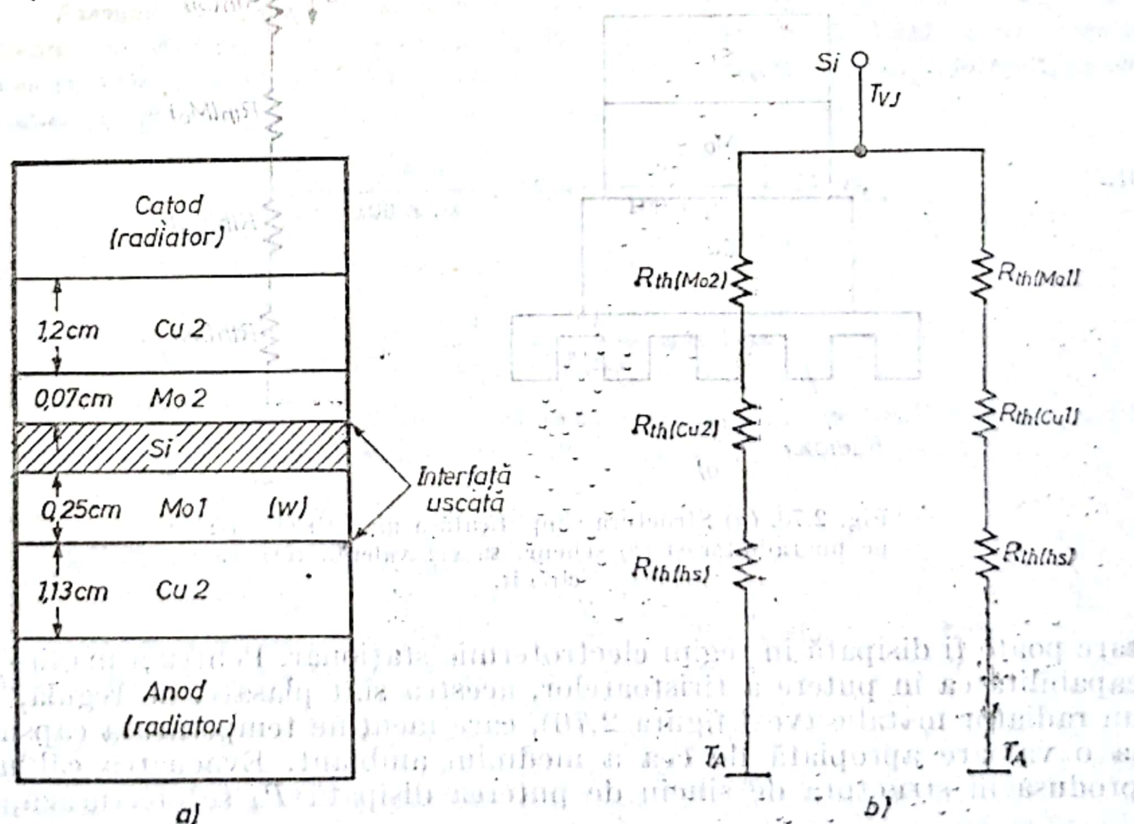


Fig. 2.71. (*a*) Structura unui tiristor cu contacte presate şi răcire pe ambele feţe şi (*b*) schema sa echivalentă termică de circuit.

degajată în placheta de siliciu (Si) în timpul funcționării dispozitivului, este evacuată simultan spre anod și catod. Materialele utilizate (molibden, cupru, wolfram) au o bună conductivitate termică.

Tabelul 2.2

Parametrii termici principali ai materialelor utilizate în capsulele dispozitivelor semiconductoare

Material	Coeficient de dilatare termică* (10^{-6}/°C)	Rezistivitate termică* (°C cm/W)	Capacitate termică volumică (Ws/°C cm³)*
Si	2,6	0,69	1,75
Mo	5,4	0,66	2,75
W	4,5	0,6	2,75
Cu	17,3	0,26	3,37
Ag	19,6	0,24	1,81
Al	23,1	0,43	2,6
Oțel moale	15,1	1,65	3,5

* la 300 K

Utilizarea molibdenului (Mo) în contact intim cu siliciul (figurile 2.70 și 2.71) se bazează pe faptul că ambele materiale au valori apropiate ale coeficientului de dilatare termică (vezi *Tabelul 2.2.*). Ca urmare dilatarea/contracția ambelor materiale la o variație ΔT a temperaturii este aproape identică, ceea ce previne deteriorarea mecanică (fisurarea) plachetei de siliciu în timpul funcționării dispozitivului. Folosirea uneori a wolframului în locul molibdenului este justificată prin faptul că wolframul are un coeficient de dilatare termică și mai apropiat de cel al siliciului.

Schema echivalentă termică de circuit a structurii dispozitivului cu contacte dublu presate (vezi figura 2.71.*b*) indică două căi de evacuare a căldurii din plachete de siliciu : grupurile de rezistențe termice R_{th} dinspre siliciu spre anod, respectiv catod, sînt legate în paralel, micșorînd astfel substanțial rezistența termică efectivă siliciu-ambiant (T_a).

Schema echivalentă simplificată din figura 2.71.*b* nu înglobează *interfețele uscate* (*dry interfaces*), existente între diferitele părți constitutive ale capsulei (între Mo și Cu, Mo și Si). Aceste interfețe uscate, cu valori ale rezistenței termice relativ mari și greu predictibile, constituie bariere în calea de evacuare a căldurii disipate în timpul funcționării tiristorului. Valoarea rezistenței termice a acestor interfețe poate fi micșorată prin mărirea forței de strîngere. Eliminarea totală a interfețelor uscate (de exemplu, prin alierea contraelectrodului de molibden la placheta de siliciu) conduce la micșorarea rezistenței termice efective siliciu-ambiant și deci, la mărirea capabilității în putere a dispozitivelor.

Din relațiile (2.103) și (2.104) rezultă că, în cazul dispozitivelor de curenți și deci arii mari, rezistența termică siliciu-radiator trebuie inerent micșorată. Valorile tipice ale rezistențelor termice pentru dispozitive de putere de arii mari sînt ilustrate în *Tabelul 2.3.* Se observă că pînă la diametre nominale de 2 inch ($\approx$50mm), rolul dominant în rezistența termică totală îl are rezistența termică $R_{th\,j-r}$ joncțiune (siliciu)-radiator,

Tabelul 2.3

Componentele rezistenței termice joncțiune-ambiant pentru dispozitive semiconductoare de putere cu diferite valori ale diametrului nominal al plachetei de siliciu.

Rezistența termică R_{th} (°C/W)	Diametrul nominal (mm)			
	33	50	75	100
siliciu-radiator	0,08	0,04	0,02	0,01
radiator-ambiant	0,025	0,03	0,03	0,025

în timp ce în cazul unor plachete cu diametre nominale de 50—100 mm (2—4 inch), ponderea rezistenței R_{thj-s} se diminuează, o importanță crescîndă căpătînd rezistența termică R_{ths-a} radiator-ambiant (aer sau apă).

Parametrii termici din *Tabelul 2.2* sînt specificați pentru temperatura de referință de 300 K (27°C). Conductivitatea termică a siliciului scade însă pronunțat odată cu creșterea temperaturii (vezi figura 2.72). Un comportament similar cu temperatura o au și conductivitățile termice ale molibdenului și cuprului. Această proprietate a materialelor implicate reliefează următoarea reacție pozitivă intrinsecă a dispozitivului la excursii mari de temperatură. Cu cît temperatura structurii tiristorului este mai mare, cu atît evacuarea căldurii din dispozitiv se efectuează mai dificil,

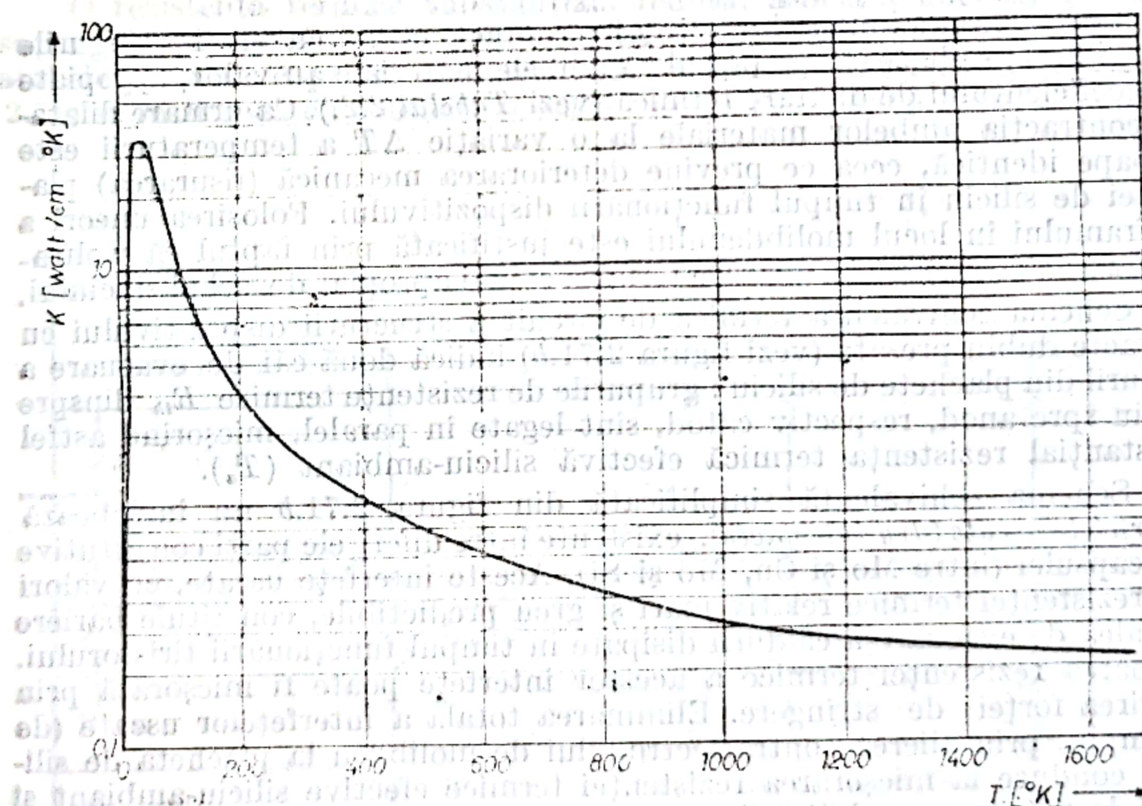


Fig. 2.72. Dependența conductivității termice K a siliciului de temperatură.

ceea ce implică încălzirea dispozitivului, conducînd, la rîndu-i, la o evacuare și mai îngreunată a căldurii din placheta de siliciu în exterior ș.a.m.d. Această reacție constituie sursa unor limitări suplimentare a puterii pe care o poate disipa un dispozitiv de putere.

2.13.3. Limitări în regimul electrotermic tranzitoriu. Impedanța termică.

In timpul funcționării dispozitivelor în circuite de curent alternativ, temperatura maximă a joncțiunii (structurii de siliciu) $T_{vj\,max}$ depășește frecvent valoarea de 125°C. Un regim tipic de funcționare al tiristorului este ilustrat în figura 2.73. Curentul prin dispozitiv, de formă dreptunghiu-

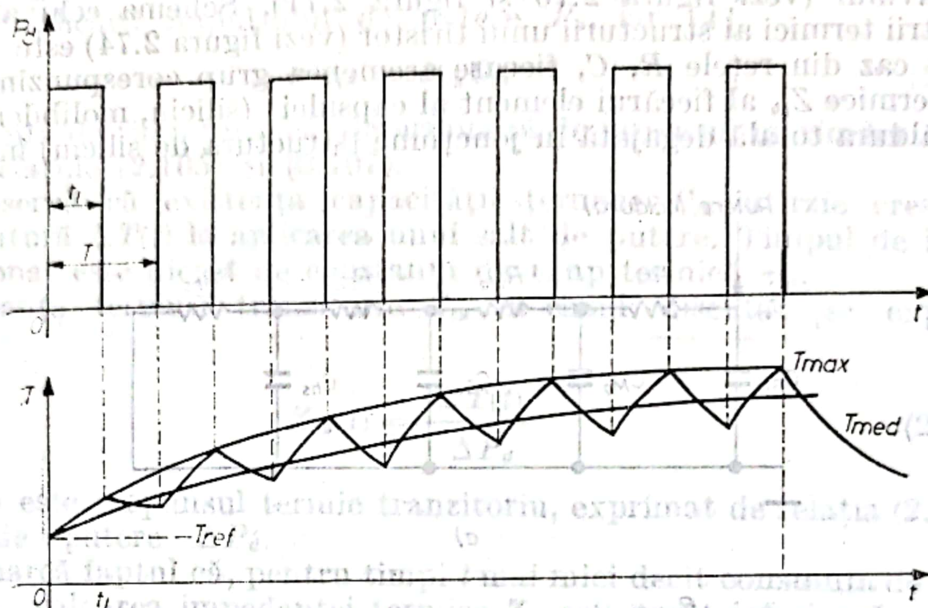


Fig. 2.73. Excursia tipică a temperaturii joncțiunii T_{vj} într-un redresor de putere într-o aplicație uzuală în care curentul maxim în starea de conducție depășește curentul mediu $I_{T(AV)}$ al dispozitivului.

lară și amplitudine superioară valorii medii $I_{T(AV)}$, determină o excursie mare a temperaturii joncțiunii T_{vj} în timpul unui ciclu de funcționare. In perioadele de conducție ale dispozitivului, valorile instantanee ale temperaturii siliciului (T_{vj}) depășesc substanțial valoarea $T_{vj\,max} = 125°C$. Răcirea structurii are loc în intervalele de timp cînd dispozitivul se află în stare de blocare (*off*). În vederea asigurării unui grad înalt de fiabilitate a dispozitivelor : (*a*) temperatura instantanee a joncțiunii nu trebuie să depășească o valoare critică ; (b) temperatura medie a joncțiunii într-un ciclu de funcționare *on/off* (figura 2.73) nu trebuie să depășească valoarea $T_{vj} = 125°C$.

Ecuația (2.102) poate fi utilizată riguros doar în regim de conducție staționar. În regim de comutație staționar, mărimile P_d și T_{vj} sînt valori medii pe un ciclu *on/off* de funcționare. În consecință, ecuația (2.103) poate predicta doar creșterea *medie* a temperaturii T_{vj} (față de T_a) pentru o valoare a puterii disipate P_d, *mediată* pe un ciclu de funcționare *on/off*. Pe de altă parte, utilizarea valorii maxime instantanee a puterii disipate pe dispozitiv în relația (2.103) supraestimează valoarea instantanee maximă a temperaturii joncțiunii. Cauza acestor discrepanțe constă, în principal, în capacitatea termică C_{th} a siliciului, definită prin [4]

$$C_{th} = C\,\rho\,V\,[\mathrm{J/°C}], \tag{2.107}$$

unde C este căldura specifică a materialului (Ws/g°C), ρ densitatea (g/cm³), iar V volumul (cm³). Mărimea [4]

$$C_{th} = C\rho [J/°C\ cm^3], \quad (2.108)$$

poartă denumirea de *capacitate termică de volum (volumică)*, valorile ei pentru materialele de interes fiind specificate în *Tabelul 2.2.*

Capacitatea termică C_{th} constituie împreună cu rezistența termică R_{th}, impedanța termică Z_{th} a fiecărui element constitutiv al structurii dispozitivului (vezi figura 2.70 și figura 2.71). Schema echivalentă în parametrii termici ai structurii unui tiristor (vezi figura 2.74) este formată în acest caz din rețele R, C, fiecare asemenea grup corespunzînd impedanței termice Z_{th} al fiecărui element al capsulei (siliciu, molibden, cupru etc.). Căldura totală degajată în joncțiune (structura de siliciu) în timpul

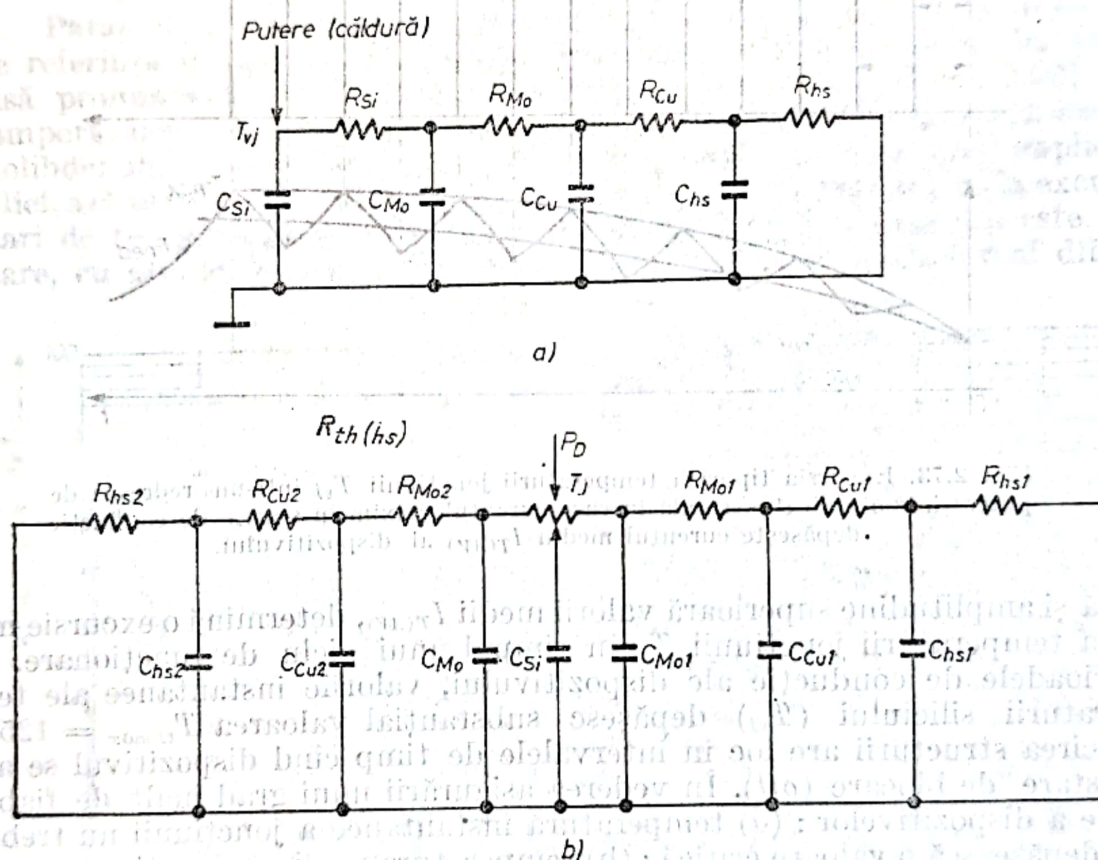


Fig. 2.74. Schema echivalentă termică pentru regimul electrotermic tranzitoriu al structurilor din figura 2.70.*a* și figura 2.71.*a*.

funcționării dispozitivului este modelată în această rețea termică echivalentă de puterea disipată P_d (figura 2.74). În acest model se neglijează pierderile rezistive ($\sim I^2R$) determinate de trecerea curentului anodic prin părțile metalice ale capsulei (molibden, cupru etc.).

Răspunsul termic al rețelelor din figura 2.74 la un salt — treaptă de putere este identic cu răspunsul unei rețele electrice similare la un impuls de curent cu amplitudinea I. În figura 2.75 este ilustrat răspunsul termic la un salt-treaptă de putere P_d al unei impedanțe termice $Z_{th}(R_{th}, C_{th})$, corespunzînd unui singur element al capsulei dispozitivului (în cazul de față, siliciul). Creșterea temperaturii T_{vj} a structurii semiconductoare

pe durata aplicării saltului de putere P_d se efectuează după o lege exponențială, caracteristică procesului de încărcare al unui condensator. Valoarea instantanee a temperaturii în orice moment de timp $\Delta T(t)$ se exprimă prin [4]

$$\Delta T(t) = \Delta T(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{th}}}) = (T_F - T_{ref})(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{th}}}), \qquad (2.109)$$

unde T_F este valoarea finală a temperaturii structurii la sfîrșitul saltului de putere P_d, T_{ref} este temperatura inițială, de referință, a structurii în momentul aplicării impulsului de putere P_d, iar [4]

$$\tau_{th} = R_{th} C_{th} \qquad (2.110)$$

este constanta de timp termică, determinată de produsul mărimilor exprimate de relațiile (2.105) și (2.107).

Se observă că existența capacității termice C_{th} întîrzie creșterea de temperatură $\Delta T(t)$ la aplicarea unui salt de putere. Timpul de încălzire menționat este dictat de constanta de timp termică τ_{th}.

Impedanța termică tranzitorie Z_{th} în cazul discutat se exprimă prin [4]

$$Z_{th}(t) = \frac{\Delta T(t)}{\Delta P_d} \qquad (2.111)$$

unde $\Delta T(t)$ este răspunsul termic tranzitoriu, exprimat de relația (2.109), la saltul de putere ΔP_d.

Se remarcă faptul că, pentru timpi t mai mici decît constanta de timp termică τ_{th}, valoarea impedanței termice Z_{th} este mult inferioară valorii rezistenței termice corespunzătoare R_{th}. Consecința directă a acestei constatări o constituie faptul că o valoare relativ mare a capacității termice C_{th} are un rol important în prevenirea creșterii rapide a temperaturii în structura dispozitivului.

La încheierea saltului-treaptă de putere P_d (vezi figura 2.75), temperatura $\Delta T(t)$ scade după legea [4]

$$\Delta T(t) = T_F e^{-\frac{t}{\tau_{th}}}. \qquad (2.112)$$

Exemplu. O plachetă de siliciu cu grosimea $l = 400$ µm și diametrul $\Phi = 30$ mm, are o arie $S = \pi\Phi^2/4 = 7$ cm² și un volum $V = Sl = 0{,}28$ cm³. Cu datele de material din *Tabelul 2.2*, rezistența termică R_{th} și capacitatea termică C_{th} a plachetei au, conform relațiilor (2.105), respectiv (2.108), valorile:

$$R_{th} = 0{,}69 \frac{400 \times 10^{-4}}{7} = 0{,}004 \ ^\circ\text{C/W},$$

$$C_{th} = = 1{,}75 \times 0{,}28 = 0{,}49 \ \text{J/}^\circ\text{C}.$$

Constanta de timp termică are, conform relației (2.110), valoarea

$$\tau_{th} = 0{,}004 \times 0{,}49 = 0{,}00196 \ \text{s} = 1{,}96 \ \text{ms}.$$

Răspunsul termic tranzitoriu al plachetei de siliciu este deci, de ordinul milisecundelor.

Constanta de timp termică a celorlalte componente ale capsulei (molibden, cupru etc.) ***este considerabil mai mare decît cea a siliciului***, în principal datorită grosimii l (volumului V) mai mare al materialelor implicate (vezi figura 2.71).

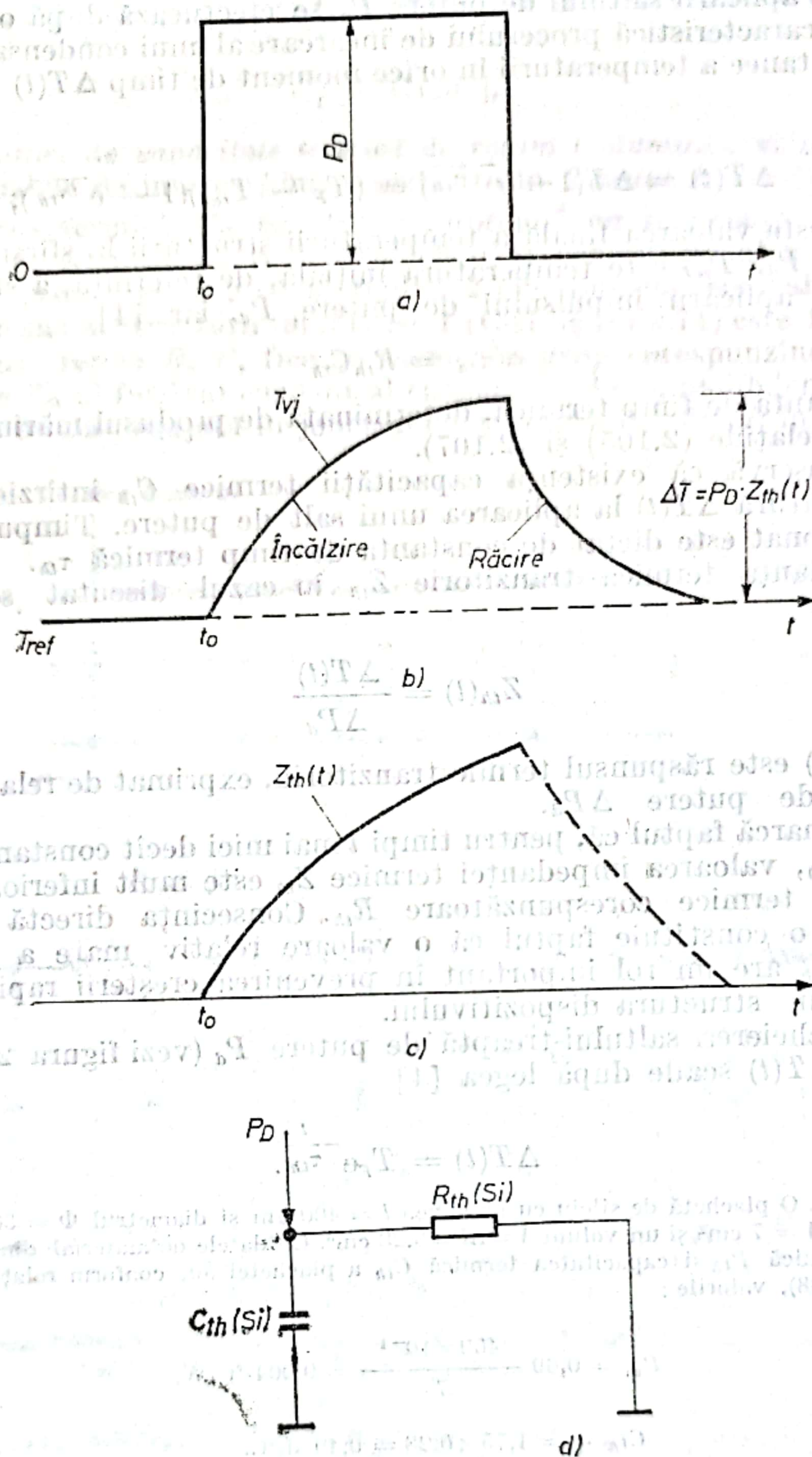


Fig. 2.75. Variația de timp a temperaturii $T(b)$ și a impedanței termice $Z_{th}(c)$ la un salt-treaptă de putere $P_d(a)$ pe un singur element constitutiv al structurii capsulei unui redresor de putere (de exemplu, siliciul).

Răspunsul termic al unui singur element al capsulei, definit prin relațiile (2.109)÷(2.112), poate fi extins la întregul circuit termic echivalent al unui dispozitiv de putere (figurile 2.70 și 2.71), format dintr-o rețea interconectată de rezistențe și capacități termice individuale. Crește-

rea de temperatură ΔT a joncțiunii într-un dispozitiv încapsulat la un salt-treaptă de putere ΔP_d are forma din figura 2.75.a. Fiecare moment de pe curba $T(t)$ este corelat cu saltul de putere ΔP_d prin intermediul impedanței termice tranzitorii, definită de relația (2.111).

Impedanța termică tranzitorie $Z_{th}(t)$ a unui tiristor de putere tipic este prezentată în figura 2.76. Dispozitivul este montat pe un radiator infinit, ceea ce implică menținerea capsulei la o temperatură T_c constantă,

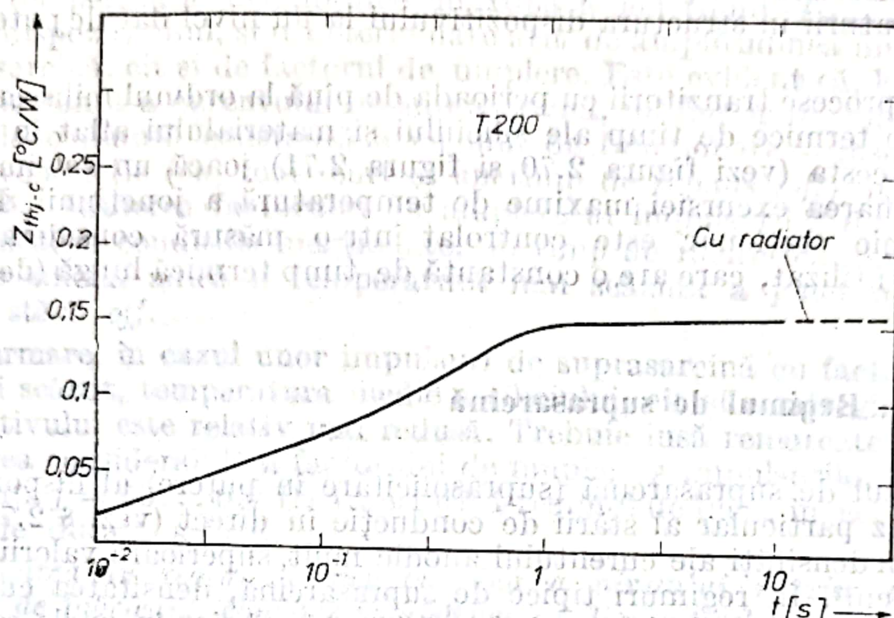


Fig. 2.76. Impedanța termică tranzitorie $Z_{th}(t)$ a unui tiristor tipic de putere.

și egală cu temperatura ambiantă T_a. Datorită gabaritului mare al unui asemenea radiator constanta sa de timp termică $\tau_{th(s)}$ este considerabil superioară celorlalte constante termice, dominînd caracteristica $Z_{th}(t)$ la intervale de timp lungi. Pentru perioade de timp suficient de lungi (de ordinul zecilor de secunde), impedanța termică tranzitorie $Z_{th}(t)$ se apropie de valoarea sa staționară, identic egală cu rezistența termică joncțiune-capsulă $R_{th\,j-c}$. Pentru intervale de timp scurte (de ordinul milisecundelor sau chiar mai mici), cînd puterea disipată P_d provoacă difuzia căldurii degajate, în principal, doar în placheta de siliciu impedanța $Z_{th}(t)$ este proporțională cu $\sqrt{t}$. [4] Utilizarea dispozitivului fără radiator reduce atît valoarea rezistenței termice a ansamblului, cît și timpul necesar pentru ca $Z_{th}(t)$ să atingă valoarea sa staționară (deci inerția termică); capabilitatea în putere este însă, în acest caz, afectată, deoarece temperatura capsulei T_c nu mai este menținută la cea a mediului ambiant T_a ($T_c > T_a$, vezi § 2.13.2.).

Datele privind impedanța termică tranzitorie (vezi figura 2.76) $Z_{th}(t)$, derivate pe baza comportamentului termic la un salt-treaptă de putere, pot fi utilizate în determinarea răspunsului electrotermic al dispozitivelor la o mare varietate de forme ale impulsurilor de curent, singulare sau repetitive. Componentele impedanței termice Z_{th} (rezistența R_{th} și capacitatea C_{th} termice) sînt de importanță majoră în înțelegerea funcționării și utilizării corecte a dispozitivelor de putere într-o multitudine de circuite de forță, în care sînt supuse la diferite regimuri de lucru.

Din cele prezentate rezultă că:

a) Rezistența termică R_{th} este valoarea maximă a impedanței termice Z_{th}. In regim termic staționar Z_{th} tinde la valoarea R_{th};

b) În regim electrotermic tranzitoriu cu durate inferioare constantei de timp termice τ_{th}, impedanța termică Z_{th} este întotdeauna mai mică decît rezistența termică R_{th}, datorită prezenței capacității termice C_{th};

c) Valoarea redusă a impedanței termice Z_{th} pentru timpi pînă la ordinul milisecundelor (vezi figura 2.76) are meritul de a îngreuna creșterea temperaturii în structura dispozitivului la un nivel dat de putere disipată P_d;

d) În procese tranzitorii cu perioada de pînă la ordinul milisecundelor, constantele termice de timp ale siliciului și materialului aflat în contact intim cu acesta (vezi figura 2.70 și figura 2.71) joacă un rol important în determinarea excursiei maxime de temperatură a joncțiunii. Regimul electrotermic staționar este controlat într-o măsură considerabilă de radiatorul utilizat, care are o constantă de timp termică lungă (de ordinul minutelor).

2.13.4. Regimul de suprasarcină

Regimul de suprasarcină (suprasolicitare în putere) al dispozitivelor este un caz particular al stării de conducție în direct (vezi § 2.7) caracterizat prin densități ale curentului anodic mult superioare valorii uzuale de 100 A/cm². În regimuri tipice de suprasarcină, densitatea curentului prin dispozitiv are valori între 500...1000 A/cm², iar în unele cazuri de cîțiva kA/cm². Creșterea căderii de tensiune pe dispozitiv, asociată densității mari a curentului de suprasarcină, conduce la disipări substanțiale de putere care induc o creștere considerabilă a temperaturii instantanee a plachetei de siliciu. Depășirea în regimul de suprasarcină a unei temperaturi maxim-admisibile critice conduce la distrugerea electrotermică a dispozitivelor.

Potrivit *duratei* lor, regimurile de suprasarcină se pot împărți în [16, 18, 23, 24].

- *suprasarcini de durate reduse*, care se manifestă într-un interval de timp mult mai mic decît constanta de timp termică a plachetei de siliciu (milisecunde). Durata practică a acestor suprasarcini este de ordinul µs sau zeci de µs. Natura lor este, de regulă, accidentală, iar durata de manifestare se limitează la cîteva cicluri de funcționare. În cazul unor asemenea suprasarcini de durată redusă, valoarea scăzută a impedanței termice tranzitorii Z_{th} prezentată în aceste cazuri de dispozitiv (vezi figura 2.76) este suficientă pentru a acomoda puterea disipată.

- *suprasarcini cu durate avînd ordinul de mărime al constantei de timp termice a plachetei de siliciu* (ms), tipice pentru funcționarea dispozitivelor la frecvența rețelei ($T = 20$ ms) sau multiplul acesteia. Regimul de suprasarcină corespunde în acest caz unui mod concret de lucru al dispozitivului în calitate de comutator *on/off* (de exemplu în modulatoare): în cursul unui ciclu de funcționare, tiristorul se află alternativ în starea de conducție directă și în cea de blocare inversă. Astfel, la frecvența rețelei ($f = 50$ Hz), tiristorul de regulă, conduce curent pe o durată de $\approx$10 ms, aflîndu-se în starea de blocare inversă în cealaltă jumătate a

ciclului. Starea de conducţie în regim de suprasarcină este caracterizată prin supunerea dispozitivului la pulsuri dreptunghiulare sau sinusoidale de curent cu o amplitudine căreia îi corespunde o densitate de curent cu mult superioară valorii de 100 A/cm².

În cazul general de funcţionare a tiristoarelor în acest regim de lucru, *factorul de umplere FF* (*fill-factor* sau *duty cycle*) al impulsurilor de curent diferă de 50%. Regimul electrotermic al tiristorului în acest mod de lucru, inclusiv temperatura instantanee maximă a joncţiunii $T_{vj\,max}$, deci fiabilitatea dispozitivului, sînt determinate atît de amplitudinea impulsurilor de suprasarcină, cît şi de factorul de umplere. Este evident că, la o amplitudine constantă a curentului de suprasarcină, un factor de umplere mai redus — la o durată constantă a ciclului de funcţionare — înseamnă un timp de conducţie (*on*) mai scurt şi un timp de repaus (*off*) mai lung. În consecinţă, scăderea factorului de umplere al impulsurilor de suprasarcină implică, în condiţiile menţionate, un timp de răcire mai lung al plachetei de siliciu, adică o temperatură mai scăzută a joncţiunii T_{vj} în decursul stării *off*.

Ca urmare, în cazul unor impulsuri de suprasarcină cu factor de umplere mai scăzut, temperatura medie a siliciului, cît şi a întregii structuri a dispozitivului este relativ mai redusă. Trebuie însă remarcate faptul că diminuarea considerabilă a factorului de umplere a impulsurilor de curent la frecvenţa $f = 50...400$ Hz transformă regimul de lucru în cel de suprasarcină de durată scurtă.

Depăşirea în regim de suprasarcină a nivelului maxim de putere, specificat de fabricant, conduce la distrugerea dispozitivelor. Fenomenul de distrugere electrotermică al tiristoarelor în regim de suprasarcină este în principal următorul. La aplicarea impulsului semi-sinusoidal de curent cu amplitudinea I_m şi durată de 10 ms, puterea disipată P_d conduce la creşterea treptată a temperaturii joncţiunii T_{vj} (vezi figura 2.73 şi figura 2.77). La temperaturi T_{vj} de peste 125°C distribuţia de purtători de sarcină pe suprafaţa plachetei de siliciu a dispozitivului în conducţie directă devine neuniformă. Ca urmare, acele puncte de pe suprafaţa siliciului care au un exces relativ de purtători de sarcină îşi micşorează rezistivitatea în raport cu zonele adiacente. În consecinţă, o cantitate crescîndă a curentului total de suprasarcină este ulterior deviată în zonele de conducţie preferenţială, care au o rezistivitate relativ scăzută. Creşterea implicită a densităţii curentului în aceste zone conduce la: (*a*) micşorarea în continuare a rezistivităţii zonelor implicate; (*b*) la creşterea locală a temperaturii, peste valoarea mediea temperaturii plachetei de siliciu. La temperaturi ale plachetei de peste 200°C, fenomenele descrise sînt cuplate într-o reacţie pozitivă: localizarea conducţiei (*filamentarea* curentului) în cîteva zone de pe placheta de siliciu conduce la creşterea simultană a densităţii curentului j şi a temperaturii locale T, precum şi la scăderea rezistivităţii zonale, ceea ce la rîndu-i antrenează creşterea în continuare a densităţii j şi a temperaturii T, ş.a.m.d. Creşterea în avalanşă a densităţii curentului şi temperaturii locale a cîtorva zone de pe placheta de siliciu conduce în final la distrugerea electrotermică a dispozitivului. Defectarea dispozitivului are loc fie prin atingerea — în procesul de avalanşă descris — a temperaturii eutectice a sili-

ciului și metalului în contact cu acesta (de exemplu, 577°C pentru Al—Si), fie prin topirea siliciului într-unul sau mai multe puncte pe direcția longitudinală a conducției filamentare, atunci cînd metalul în contact cu siliciul are o temperatură eutectică ridicată (temperatura de topire a siliciului este 1412°C) [23] [24].

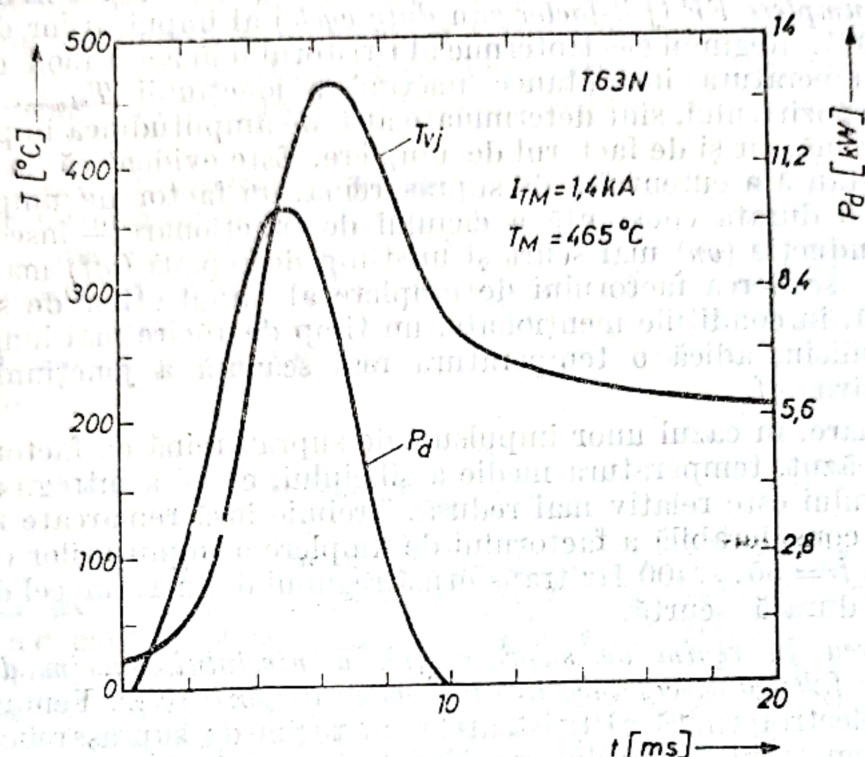


Fig. 2.77. Variația în timp a puterii disipate P_d și temperaturii instantanee a joncțiunii T_{vj} într-un tiristor cu $I_{T(AV)} = 63$ A și aria utilă a catodului $S_k = 0{,}5$ cm², supus unei suprasarcini singulare de curent de formă sinusoidală cu amplitudinea $I_m = I_{TSM} = 1400$ A și durata de 10 ms. Temperatura maximă a joncțiunii (siliciului) T_{vj} în dispozitivul distrus la densitatea maximă de curent $j = 2800$ A/cm² este $T_j = 465$°C. Dispozitivul distrugîndu-se în timpul testării, temperatura joncțiunii calculată pentru a doua jumătate a ciclului, este prezentată doar pentru ilustrare.

Fenomenologia distrugerii tiristoarelor este aproape identică în orice regim de suprasarcină, indiferent de durata acesteia. Trebuie însă remarcat faptul că la durate relativ lungi ale suprasarcinii (vezi figura 2.77) se produce fenomenul de difuzie a căldurii degajate în siliciu în zonele metalice adiacente, în timp ce în regimuri de suprasarcină de durată scurtă (de ordinul μs sau zeci de μs), fenomenele de difuzie termică au loc în principal în placheta de siliciu, proprietățile termice ale materialelor adiacente avînd un rol neglijabil. Cu alte cuvinte, în regimuri scurte de suprasarcină, temperatura interfeței siliciului cu metalul în contact cu acesta rămîne cvasiconstantă și egală cu temperatura de referință T_{ref}, corespunzătoare momentului de aplicare a suprasarcinii.

În concluzie, temperatura maximă a plachetei de siliciu ($T_{vj\,max}$) în regim de suprasarcină, deci fiabilitatea electrotermică a dispozitivelor, depinde de:

a) parametrii semnalului de suprasarcină (formă, durată, amplitudine, factor de umplere);

b) valoarea impedanței termice $Z_{th\ j\text{-}c}$;

c) valoarea temperaturii maxime $T_{vj\ max}$ stabilită la sfîrșitul ciclului de funcționare precedent.

Operarea frecventă a redresoarelor de putere în regim de suprasarcină conduce la fenomenul denumit *oboseală termică* (vezi §4.5). Tensiunile mecanice induse de excursiile mari și frecvente ale temperaturii structurii de siliciu conduc la scăderea fiabilității dispozitivelor și la ieșirea lor prematură din funcționare.

Capabilitatea în suprasarcină a redresoarelor de putere (diode și tiristoare) este definită de următorii parametrii:

a) Curentul de suprasarcină I_{TSM}, definit prin amplitudinea maximă a unui impuls semisinusoidal de curent cu durata de 10 ms care poate parcurge dispozitivul fără a-l deteriora ireversibil;

b) Integrala de curent I^2t, care este corelată cu valoarea parametrului I_{TSM}, fiind utilizată pentru alegerea siguranței de protecție a dispozitivului la suprasarcină;

c) Curentul de suprasarcină $I_{T(OV)M}$, care reprezintă amplitudinea impulsurilor semisinusoidale de frecvență $f = 50$ Hz ce pot trece prin dispozitiv pentru o anumită durată de timp (specificată) fără a-i afecta performanțele;

d) Curentul repetitiv maxim în stare de conducție (I_{TRM}), care reprezintă valoarea de vîrf instantanee a unui curent periodic ce poate parcurge dispozitivul fără a depăși valoarea curentului eficace maxim-admisibil.

2.13.5. Regimuri recurente și nerecurente. Sumar pentru utilizator.

Din cele prezentate în § 2.13.1 — § 2.13.4 rezultă următoarele principii de ghidare pentru utilizator.

Un redresor funcționează într-un regim de lucru recurent atunci cînd temperatura instantanee a joncțiunii nu depășește valoarea maxim admisibilă $T_{vj\ max}$, specificată în foaia de catalog (de regulă, 125°C). Într-un regim nerecurent, temperatura maximă a joncțiunii, specificată pentru modul de lucru recurent, poate fi depășită pentru un interval de timp scurt (de exemplu, în regim de suprasarcină). Capabilitatea instantanee în supracurent permite coordonarea funcționarii redresoarelor de putere cu dispozitive de protecție aferente (de exemplu, siguranțe fuzibile). Regimul nerecurent de funcționare este stabilit prin valoarea curentului de suprasarcină (I_{TSM}) și produsul dintre pătratul curentului și timp (I^2t). *Aceste specificații de catalog constituie date-limită care trebuie utilizate doar pentru a acomoda condiții de circuit neuzuale într-o aplicație dată, cum ar fi de exemplu supracurenți accidentali.* Altfel spus, datele privind regimul nerecurent se referă la condiții de sarcină care au șanse să survină doar de un număr limitat de ori * în cursul duratei de viață a echipamentului care utilizează redresoarele în cauză.

Datele privind regimul nerecurent se referă la situații care nu se repetă pînă cînd temperatura joncțiunii T_{vj} nu revine la (sau sub) valoarea sa

* *JEDEC* (Joint Electron Device Engineering Council — Semiconductor Standards Organization) definește acest număr ca fiind cel puțin egal cu 100.

maximă specificată. Trebuie subliniat faptul că durata intervalului între două suprasarcini (accidentale) nu modifică condiţiile restrictive impuse de datele pentru regimul nerecurent. Astfel de exemplu, un tiristor poate fi supus accidental unei suprasarcini o dată pe zi; cu toate acestea, este foarte probabil ca dispozitivul să se defecteze după un număr de ≈ 100 suprasarcini identice, aplicate succesiv la intervale de o zi.

Regimul recurent este caracterizat prin *curentul mediu* $I_{T(AV)}$ şi *curentul eficace* I_{RMS} [16].

Curentul $I_{T(AV)}$ este definit în principal de rezistenţa termică R_{th} a dispozitivului şi pierderile (puterea disipată) în starea de conducţie. Curbele de interes pentru utilizator prezintă puterea medie disipată în starea *on* în funcţie de curentul mediu $I_{T(AV)}$ pentru diferite unghiuri de conducţie θ (vezi figura 2.78) pînă la frecvenţe de 400 Hz. Aceste curbe sînt bazate pe formele curentului rezultat dintr-o undă semi-sinusoidală atunci cînd amorsarea tiristorului pe o sarcină rezistivă se efectuează cu o întîrziere (180° — θ). Valoarea maximă a pierderilor se obţine în curent continuu

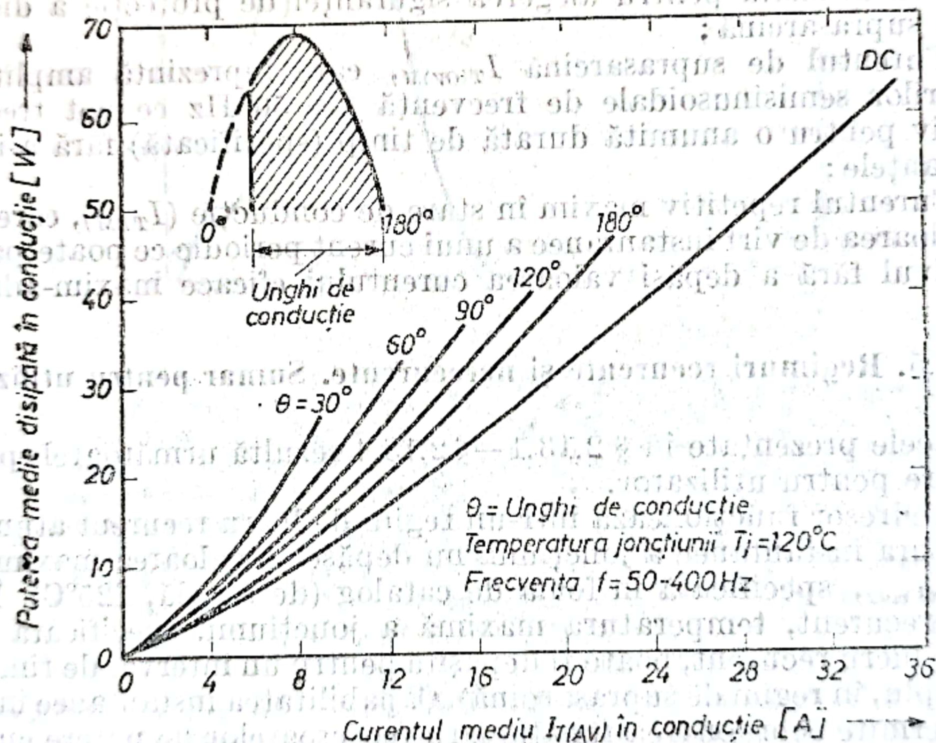


Fig. 2.78. Pierderile medii de putere în starea de conducţie în funcţie de curentul mediu $I_{T(AV)}$ al unui tiristor tipic pentru diferite unghiuri de conducţie.

(*DC*). Curbe similare celor din figura 2.78 sînt furnizate şi pentru impulsuri rectangulare de curent.

Curentul mediu $I_{T(AV)}$ se defineşte în funcţie de temperatura capsulei T_c şi unghiul de conducţie θ al tiristorului (vezi figura 2.79).

Punctele de funcţionare pe aceste curbe se aleg astfel încît temperatura joncţiunii în condiţiile de lucru date să nu depăşească valoarea sa maxim-admisibilă (de regulă, 125°C). Panta curbelor din figura 2.79 este dependentă, în principal, de produsul ($R_{th\ j\text{-}c} \cdot P_d$).

Curbele din figura 2.78 și figura 2.79 înglobează, de regulă, pierderile de comutație pînă la 400 Hz, precum și cele legate de blocarea în invers. Cînd disipările legate de comanda pe poartă devin importante, limitările corespunzătoare sînt specificate în foaia de catalog.

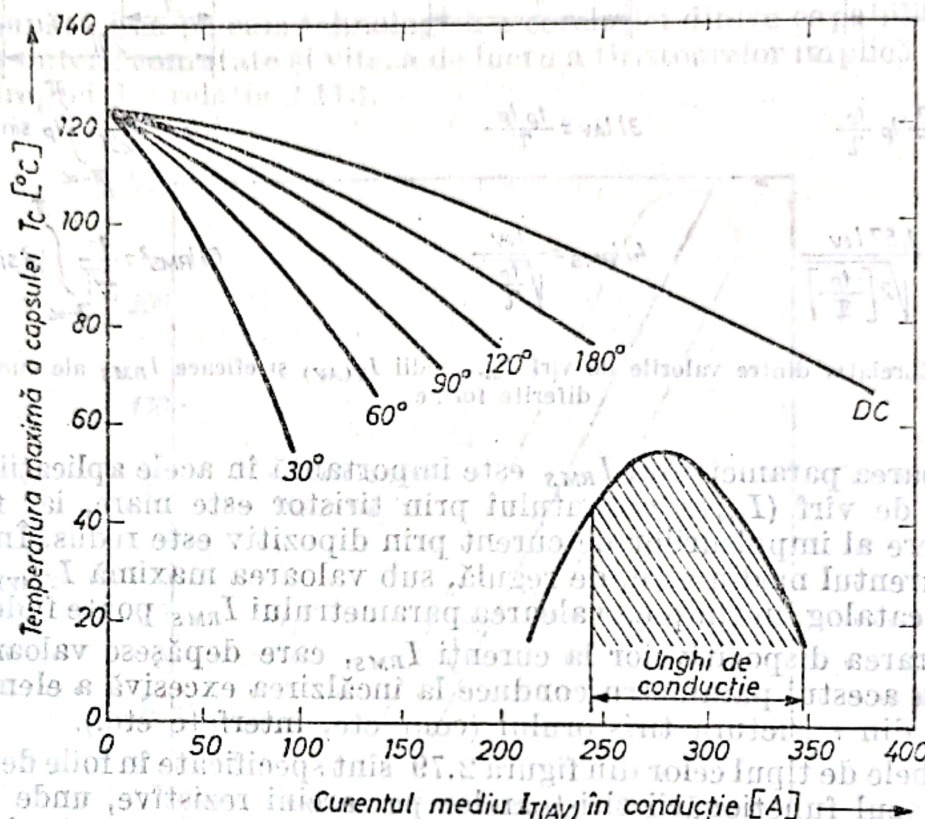


Fig. 2.79. Curbe tipice pentru un tiristor definind curentul mediu $I_{T(AV)}$ în funcție de temperatura capsulei T_c la diferite unghiuri de conducție θ.

Exemplu: Dacă tiristorul, ale cărui curbe caracteristice sînt cele din figura 2.79, este amorsat imediat ce tensiunea sa anodică devine pozitivă, dispozitivul va conduce un unghi de 180°. Dacă temperatura capsulei este menținută la cel mult 80°C dispozitivul este capabil de a suporta un curent mediu $I_{T(AV)} = 235$ A. Dacă unghiul de amorsare este întîrziat cu 120° (față de momentul în care tensiunea anodică devine pozitivă), tiristorul va conduce doar 60° ale jumătății unui ciclu de funcționare. În condițiile unui unghi de conducție de 60°, valoarea maximă a curentului mediu $I_{T(AV)}$ la $T_c = 80$°C este de 115 A, adică substanțial inferioară celei în cazul unghiului de conducție de 180°.

Punctele terminale din figura 2.79 au un numitor comun: valoarea identică a curentului eficace I_{RSM}. Corelația dintre valorile de vîrf I_m, cele medii ($I_{T(AV)}$) și eficace (I_{RMS}) ale curenților de diferite forme este ilustrată în figura 2.80.

Important pentru curbele din figura 2.79 este raportul $I_{RMS}/I_{T(AV)}$, denumit *factor de formă* (*form factor*). Pentru o formă de undă semisinusoidală acest raport este de 1,57.

Exemplu: Valoarea maximă a curentului $I_{T(AV)}$, identic egală cu I_{RMS} în regim continuu (*DC*), este de ≈370 A (figura 2.79). Pentru un semnal semi-sinusoidal și un unghi de conducție $\theta = 180°$, valoarea medie a curentului va fi: $\frac{370\ \text{A}}{1,57} = 235$ A. Pentru un unghi de conducție $\theta = 120°$, raportul $I_{RMS}/I_{T(AV)}$ este de 1,879. În consecință, curentul mediu este $\frac{370\ \text{A}}{1,879} =$ $= 197$ A.

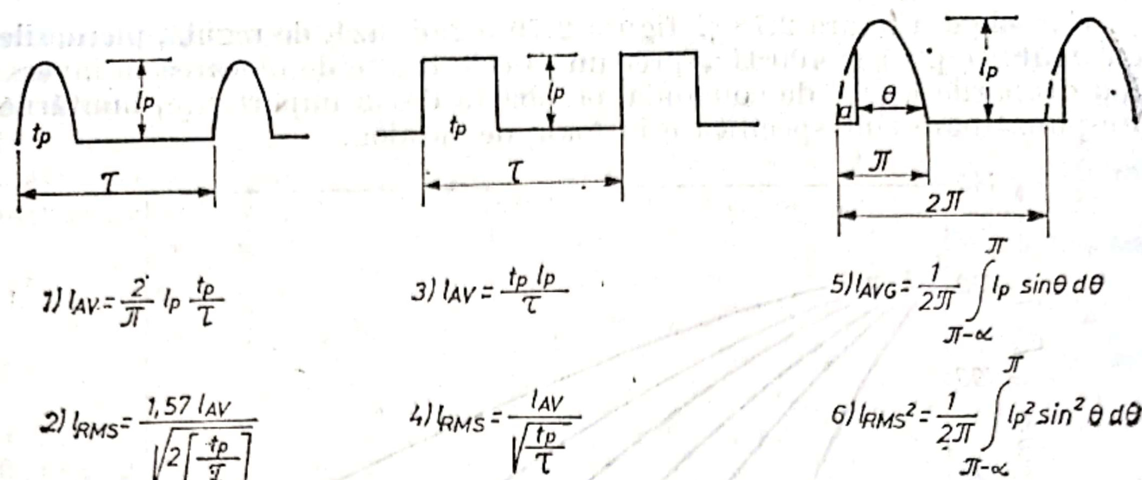


Fig. 2.80. Corelația dintre valorile de vîrf I_m, medii $I_{T(AV)}$ și eficace I_{RMS} ale curenților de diferite forme.

Valoarea parametrului I_{RMS} este importantă în acele aplicații în care valoarea de vîrf (I_m) a curentului prin tiristor este mare, iar factorul de umplere al impulsurilor de curent prin dipozitiv este redus. În aceste cazuri curentul mediu este, de regulă, sub valoarea maximă $I_{T(AV)}$ specificată în catalog, în timp ce valoarea parametrului I_{RMS} poate fi depășită.

Operarea dispozitivelor la curenți I_{RMS}, care depășesc valoarea specificată a acestui parametru conduce la încălzirea excesivă a elementelor rezistive din structura tiristorului (contacte, interfețe etc.).

Curbele de tipul celor din figura 2.79 sînt specificate în foile de catalog pentru cazul funcționării tiristoarelor pe sarcini rezistive, unde factorul de formă (raportul $I_{RMS}/I_{T(AV)}$) este maxim. Caracterul inductiv al sarcinii pe care operează dispozitivul micșorează acest raport. În consecință, curbele din figura 2.79 sînt acoperitoare pentru sarcini inductive.

2.13.6. Relația dintre capabilitatea în putere și timpul de blocare t_q

Proiectarea tiristoarelor implică un compromis între capabilitatea în putere a dispozitivelor și viteza lor de comutare. Într-un dispozitiv optimizat, ambele obiective pot fi atinse simultan doar prin mărirea ariei plachetei de siliciu. Utilizarea unor plachete de siliciu cu diametre din cele mai mari (50 mm pînă la 100 mm) a permis realizarea unor tiristoare cu o capabilitate crescîndă în curent. Mărirea capabilității de blocare în tensiune (V_{DRM}, V_{RRM}) implică însă folosirea unor plachete mai groase și de rezistivitate mai mare (vezi §2.5 și § 2.6), ceea ce are drept consecințe creșterea atît a căderii de tensiune în direct V_T, deci a puterii disipate în conducție cît și mărirea cantității de sarcină electrică stocate în baza groasă n în starea *on*, ceea ce conduce la mărirea inerentă a timpului de blocare t_q. Frecvența maximă de lucru a tiristoarelor (vezi § 2.13.1) este astfel determinată de interacțiunea complexă a multor factori tehnologici, cum ar fi grosimea bazei n, aria și calitatea plachetei de siliciu, rezistența și impedanța termică a dispozitivelor, etc.

Dependența timpului de blocare t_q al tiristoarelor de capabilitatea lor în putere este trasată în figura 2.81. Comportamentul statistic al majori-

tății dispozitivelor este aproximată de următoarea dependență empirică [18]:

$$V_{RM}I_{T(AV)}(\text{kVA}) = 130\sqrt{t_q(\mu s)}. \qquad (2.113)$$

Îmbunătățirea pe cale tehnologică a corelației dintre capabilitatea de control a puterii comutate și viteza de lucru a tiristoarelor implică mărirea pantei dreptei din relația 2.113.

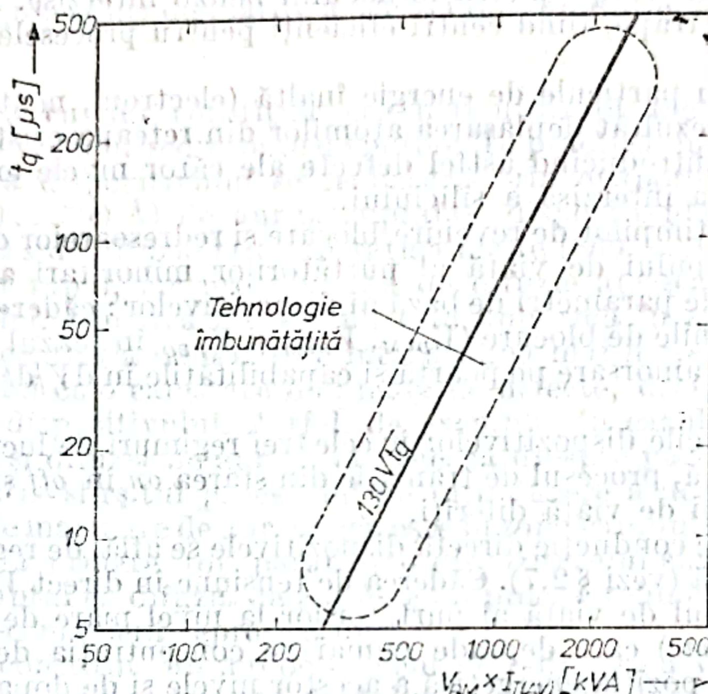


Fig. 2.81. Corelația empirică dintre capabilitatea în putere și timpul de blocare t_q al tiristoarelor de tensiuni/curent mari.

Exemplu. Pentru un tiristor cu $t_q = 25$ μs, conform relație 2.112 se obține

$$V_{RM}I_{T(AV)} = 650 \text{ kVA}$$

Pentru un curent mediu $I_{T(AV)}$=200 A, valoarea maximă a tensiunii de blocare V_{RM} este de ≈3250 V. La o valoare impusă a parametrului t_q, obținerea unui tiristor cu o valoare mai mare a curentului $I_{T(AV)}$ implică micșorarea tensiunii maxime de blocare V_{RM}.

2.14. Modalități de micșorare a timpilor de revenire/blocare

Viteza de tranziție a redresoarelor de putere din starea *on* în starea *off* este condiționată de timpul de viață al purtătorilor minoritari din bazele dispozitivelor (vezi § 2.12), care determină durata timpului de revenire t_{rr} (vezi figura 2.68) iar în cazul tiristoarelor și a timpului de blocare t_q. Micșorarea timpului de viață se efectuează prin introducerea intenționată, pe cale tehnologică sau prin tehnici nucleare, a centrilor de recombinare (vezi § 2.14.1). În cazul tiristoarelor scăderea timpului t_q se poate obține, în mod suplimentar prin mijloace externe, de circuit (vezi § 2.14.2).

2.14.1. Modalități tehnologice

Reducerea timpului de viață al purtătorilor minoritari în bazele redresoarelor de putere poate fi obținută prin :

a) introducerea de impurități de recombinare în placheta semiconductoare ;

b) tehnici nucleare (radiații de energii mari).

O serie de impurități (de exemplu Au, Pt) introduse în siliciu au nivele energetice situate în apropierea mijlocului benzii interzise. Aceste nivele funcționează ca trape, fiind centri eficienți pentru procesele de recombinare.

Iradierea cu particule de energie înaltă (electroni, neutroni, protoni etc.) are drept rezultat deplasarea atomilor din rețeaua cristalină a semiconductorului, introducînd astfel defecte ale căror nivele energetice sînt situate în banda interzisă a siliciului.

Micșorarea timpilor de revenire/blocare și redresoarelor de putere prin controlarea timpului de viață al purtătorilor minoritari afectează însă negativ o serie de parametri de bază ai dispozitivelor : căderea de tensiune în direct, tensiunile de blocare (V_{DRM}, V_{RRM} și V_{FBO} în cazul tiristoarelor), sensibilitatea la amorsare pe poartă și capabilitățile în dV/dt și di/dt (pentru tiristoare).

Caracteristicile dispozitivelor în cele trei regimuri de lucru principale, conducție directă, procesul de tranziție din starea *on* în *off* și blocare, sînt dictate de timpi de viață diferiți.

În starea de conducție directă dispozitivele se află, de regulă, în regim de injecție înaltă (vezi § 2.7). Căderea de tensiune în direct V_T este determinată de timpul de viață al purtătorilor la nivel mare de injecție τ_{HL} (*high-level lifetime*) care depinde numai de concentrația de trape, fiind independent de poziția energetică a acestor nivele și de dopajul structurii dispozitivului.

În cursul procesului tranzitoriu de blocare dispozitivele se află în regim de injecție redusă. Timpul de viață al purtătorilor minoritari τ_{LL} (*low-level lifetime*), care determină durata diferitelor faze ale procesului de blocare (t_{rr}, t_q), depinde de concentrația de trape N_t, de nivelul energetic E_t al centrilor de recombinare și de poziția relativă a acestuia față de nivelul Fermi (adică de dopajul cu impurități al stratului semiconductor) și față de mijlocul benzii interzise ($E_i = E_G/2$).

Curentul de generare al joncțiunii care blochează tensiunea aplicată depinde de timpul de viață τ_{sc} din zona de sarcină spațială. Timpul de viață τ_{sc} depinde doar de concentrația de trape N_t și de poziția acestora față de mijlocul benzii interzise ($E_t - E_i$), fiind independent de dopajul cu impurități al stratului semiconductor considerat.

Timpii de viață τ_{LL} și τ_{sc} au valori cu atît mai reduse, cu cît centrii de recombinare de concentrație N_t sînt situați mai aproape de mijlocul benzii interzise a siliciului.

Din cele prezentate rezultă că :

a) În vederea micșorării timpului de revenire/blocare (t_{rr}, t_q) timpul de viață τ_{LL} trebuie să aibă valori reduse ;

b) În scopul obținerii unei capabilități în blocare cît mai mari, deci a minimizării curentului rezidual de generare în zona de sarcină spațială a joncțiunii care „susține" tensiunea aplicată ($J_{gen} \sim n_i/2\tau_{sc}$), *timpul de viață* τ_{sc} *trebuie să aibă valori cît mai mari* ;

c) Minimizarea căderii de tensiune în conducție directă impune *maximizarea timpului de viață* τ_{HL}.

Astfel, într-un redresor de putere, utilizînd una dintre metodele tehnologice de mărire a vitezei de comutare din starea *on* în starea *off*, obiectivul micșorării parametrilor t_{rr}, t_q, simultan cu optimizarea performanțelor electrice globale ale dispozitivului, impune maximizarea raportului timpilor de viață (τ_{HL}/τ_{LL}) și a timpului τ_{sc}. Modalitățile tehnologice curente de micșorare a timpilor t_{rr}, t_q corespund în măsuri diferite cerințelor enunțate. În continuare, sînt prezentate trăsăturile distinctive ale diferitelor proceduri de mărire a vitezei de comutație a redresoarelor de putere.

Doparea cu aur constituie cea mai utilizată metodă de control a timpului de viață în redresoare de putere. În practică, introducerea aurului în structura dispozitivului se realizează prin evaporarea unei pelicule subțiri (100 . . .500 Å) de aur pe suprafața dispozitivului, operație urmată de un proces de difuzie la temperaturi înalte (800° . . .1000°C). Aurul este un difuzant rapid, iar procesul său de difuzie afectează toate regiunile dispozitivului. Doparea cu aur nu este uniformă în structura dispozitivului : concentrația de aur este întotdeauna mai mare în regiunile semiconductorului cu o cantitate mai mare de defecte, deci în zonele puternic dopate ale dispozitivului. Astfel, de exemplu, în cazul tiristorului, unde depunerea și difuzia de aur se efectuează dinspre partea de anod a dispozitivului, la sfîrșitul procesului de introducere a acestor impurități, o concentrație mai mare de aur se găsește în zona catodului, puternic dopată cu fosfor. Ca urmare, toți parametrii dispozitivului sînt afectați. Trebuie remarcat faptul că difuzia de aur este un proces tehnologic dificil de controlat într-o manieră reproductibilă.

Aurul constituie un mijloc eficient de reducere a valorii timpului de viață a purtătorilor datorită faptului că el introduce doi centri adînci de recombinare în banda interzisă a siliciului (figura 2.82) : un nivel accep-

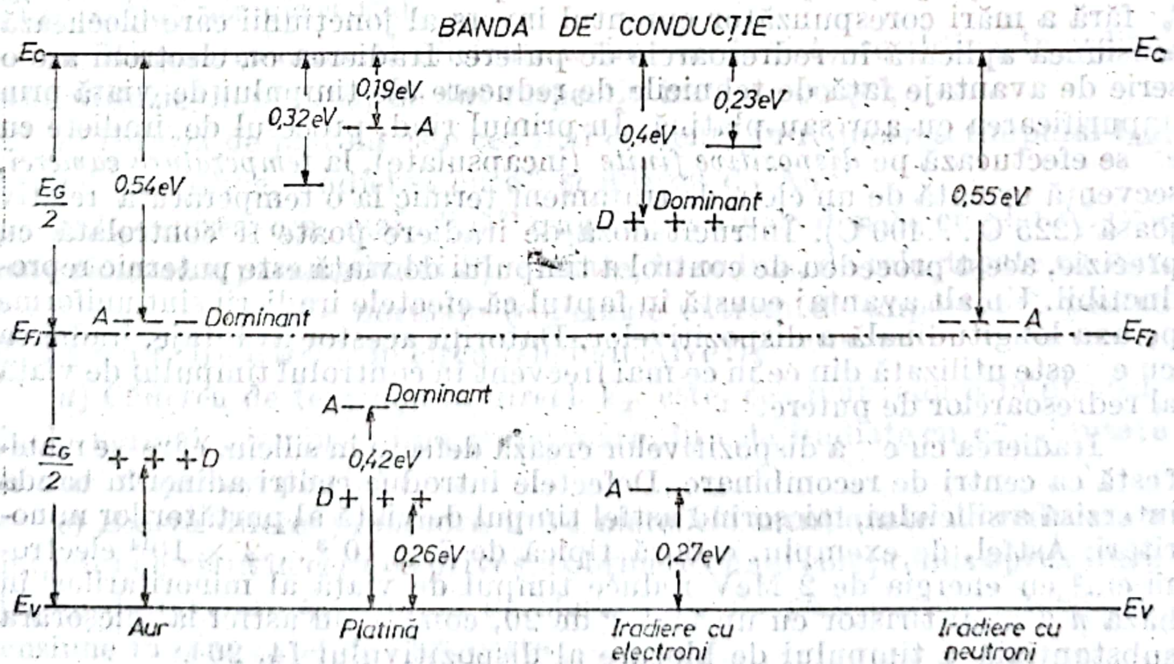


Fig. 2.82. Nivelele energetice introduse în banda interzisă a siliciului de aur, platină, iradierea cu electroni și bombardamentul cu neutroni.

tor (A), situat la o distanță de 0,54 eV de marginea inferioară a benzii de conducție (E_c) și un nivel donor (D), situat la o distanță de 0,35 eV de marginea superioară a benzii de valență (E_v). Micșorarea timpului τ_{HL} are drept consecință *creșterea căderii de tensiune pe dispozitiv în starea de conducție directă* la nivel mare de injecție (vezi § 2.7). Reducerea timpului τ_{LL} *micșorează substanțial timpul de blocare* t_q (vezi §2.12). Micșorarea timpului τ_{sc} conduce la creșterea ratei U_{sc} a recombinărilor în zona de sarcină spațială ($U_{sc} \sim n_i/2\tau_{sc}$) a joncțiunii care blochează tensiunea aplicată (vezi §2.5 și §2.6). Ca urmare, *doparea cu aur micșorează substanțial tensiunile* V_{DRM}, V_{FBO} și V_{RRM} ale tiristoarelor.

Utilizarea platinei [6, 19] pentru controlul timpului de viață este de dată relativ recentă ($\approx$ 1970). În comparație cu aurul, platina introduce nivele energetice ale centrilor de recombinare mai depărtate față de mijlocul benzii interzise (vezi figura 2.82). Ca urmare, platina este un element care poate fi utilizat pentru controlul timpului de viață τ_{LL} al redresoarelor de putere fără a reduce simțitor timpul de viață τ_{sc} în zona de sarcină spațială a joncțiunii care blochează tensiunea aplicată. Astfel, platina poate reduce substanțial timpul de blocare t_q (în general, timpul de blocare al unui redresor de putere) fără a atrage o creștere corespunzătoare a curentului rezidual de generare în zona de sarcină spațială a joncțiunii care blochează tensiunea aplicată. În consecință, doparea cu platină afectează într-o măsură mai redusă decît aurul parametrii V_{DRM}, V_{RRM} și V_{FBO} ai tiristoarelor. Utilizarea platinei pentru controlul timpului de viață în redresoare de putere este însă substanțial mai costisitoare decît cea a aurului. Un alt dezavantaj al platinii îl constituie dependența puternică a timpului de viață τ_{sc}, τ_{LL}, τ_{HL} de temperatură.

Iradierea (bombardamentul) dispozitivelor cu electroni avînd energii de 1 . . .2 MeV constituie o tehnică recentă utilizată pentru controlul timpului de viață [19, 20]. Această metodă permite reducerea timpilor t_{rr}, t_q fără a mări corespunzător curentul invers al joncțiunii care blochează tensiunea aplicată în redresoarele de putere. Iradierea cu electroni are o serie de avantaje față de tehnicile de reducere ale timpului de viață prin impurificarea cu aur sau platină. În primul rînd, procesul de iradiere cu e^- se efectuează pe *dispozitive finite* (încapsulate), la *temperatura camerei*, secvență urmată de un ciclu de tratament termic la o temperatură relativ joasă (225°C . . .400°C). Întrucît doza de iradiere poate fi controlată cu precizie, acest procedeu de control a timpului de viață este puternic reproductibil. Un alt avantaj constă în faptul că efectele iradierii sînt uniforme pe axa longitudinală a dispozitivelor. Datorită acestor avantaje, iradierea cu e^- este utilizată din ce în ce mai frecvent în controlul timpului de viață al redresoarelor de putere.

Iradierea cu e^- a dispozitivelor crează defecte în siliciu, care se manifestă ca centri de recombinare. Defectele introduc centri adînci în banda interzisă a siliciului, micșorînd astfel timpul de viață al purtătorilor minoritari. Astfel, de exemplu, o doză tipică de 7×10^{13} . . .2×10^{14} electroni/cm² cu energia de 2 MeV reduce timpul de viață al minoritarilor în baza n a unui tiristor cu un factor de 20, conducînd astfel la micșorara substanțială a timpului de blocare al dispozitivului [4, 20].

Bombardamentul cu e^- introduce, de regulă, trei nivele energetice în banda interzisă a siliciului (vezi figura 2.82). După un tratament termic

la 370°C, restructurarea defectelor conduce la stabilirea unui nivel energetic de recombinare dominant în siliciul n, situat la 0,36 eV sub marginea benzii de conducție (E_c). Datorită acestei locații a nivelului energetic al trapelor, reducerea simțitoare a timpului de blocare al redresoarelor de putere nu este însoțită de o creștere corespunzătoare a curentului de generare al joncțiunii care blochează tensiunea aplicată [4, 20].

Rezultate similare se obțin prin **bombardamentul dispozitivelor cu neutroni sau prin expunerea la raze** γ. Astfel, prin iradierea cu neutroni sînt induși patru centri de recombinare. După tratamentul termic, restructurarea defectelor induse de radiații crează un centru acceptor dominant în siliciul n, situat chiar la mijlocul benzii interzise (vezi figura 2.82). Datorită acestei particularități, curentul de generare în zona de sarcină spațială a joncțiunii care blochează tensiunea aplicată este mai mare decît în cazul bombardamentului cu e^-. Rezultatele iradierii cu neutroni sînt practic similare celor obținute prin difuzia de aur [4, 6, 20].

Eficacitatea reducerii timpului de viață al purtătorilor minoritari în bazele redresoarelor de putere este apreciată atît prin gradul de micșorare al timpului de blocare, cît și prin efectele secundare induse asupra parametrilor principali ai dispozitivelor. Comparația detaliată în continuare se referă la redresoare de putere, avînd o istorie tehnologică identică (procesate simultan), însă utilizînd diferite metode de reducere a timpului de viață : difuzie de aur, respectiv platină și iradiere cu e^- cu o doză de 5×10^{13} cm^{-2}. Dispozitivele de referință (martor) nu au centri de recombinare induși intenționat. Comparația se referă la timpul de revenire t_{rr} (figura 2.68), parametrul S (relația 2.96) ; timpii t_f și t_{RM}, curentul invers prin dispozitiv I_R la o tensiune prestabilită, căderea de tensiune în direct V_T la o densitate de curent constantă (≈ 100 mA/cm^2). Principalele concluzii se pot rezuma astfel :

a) Micșorarea cea mai eficientă a timpilor t_f și t_{rr} se obține, în ordine, prin : difuzie de platină, de aur respectiv iradiere cu e^- ;

b) Difuzia de platină este cea mai eficientă în reducerea timpului t_{RM}, urmînd, în ordine, iradierea cu e^- și difuzia de Au ;

c) Revenirea cea mai „lină" o au dispozitivele dopate cu platină (valoare ridicată a parametrului S), urmate, în ordine, de cele dopate cu aur, iradiate cu e^- și cele normale (concluzie extrem de importantă pentru utilizarea redresoarelor în circuitele inductive!) ;

d) Căderea de tensiune în direct V_T este, cea mai redusă în dispozitivele normale, iar în ordine crescătoare, în cele iradiate cu e^-, difuzate cu aur respectiv platină ;

e) Există diferențe minore între metodele menționate de reducere a timpului de viață în ceea ce privește obținerea unui compromis optim între timpul de revenire t_{rr} (timpul de blocare t_q), de pe o parte și căderea de tensiune în direct, pe de altă parte ;

f) Valoarea cea mai mare a curentului invers (I_R) se obține în dispozitivele dopate cu aur.

2.14.2. Modalități de circuit pentru micșorarea timpului de blocare. Tiristoare cu blocare asistată de poartă

Metoda *blocării asistate de poartă* (*GAT = gate — assisted turn — off mode*) a tiristoarelor, supuse regimului natural de comutație a curentului anodic I_{TM} (vezi figura 2.83), constă în aplicarea unui impuls negativ pe poartă în momentul reaplicării tensiunii anodice în direct V_D. Furnizarea unui „drive" negativ pe poartă în momentul apariției rampei dV_D/dt conduce la diminuarea timpului de blocare t_q în orice tiristor convențional.

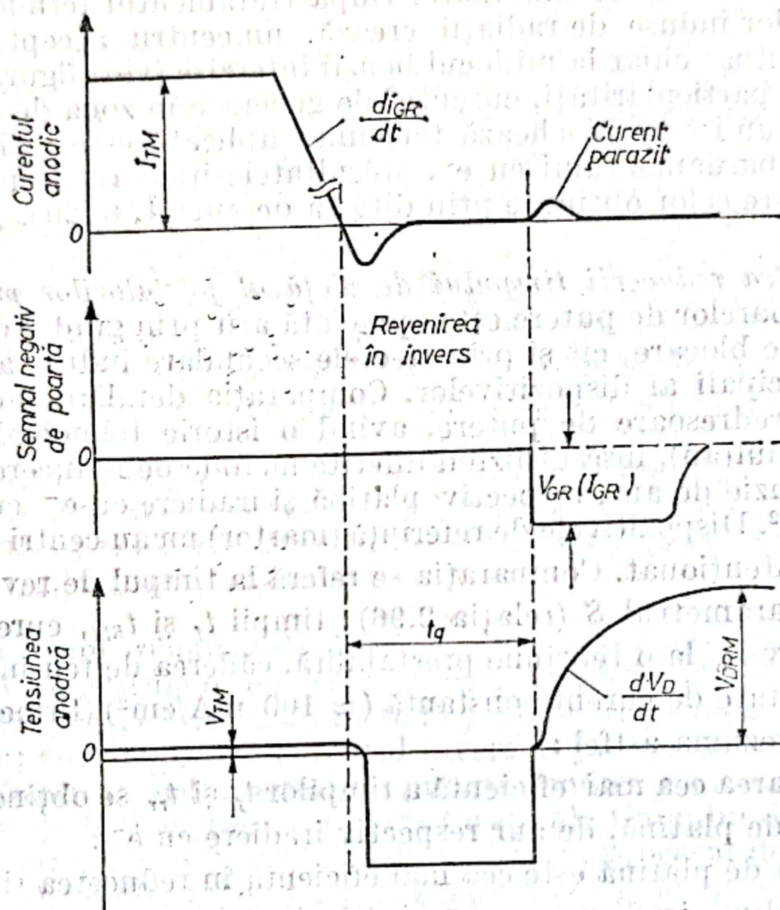


Fig. 2.83. Formele de undă tipice ale curentului și tensiunii anodice în timpul procesului de comutare din starea *on* în cea de *off* a tiristoarelor cu blocare asistată de poartă.

În tipuri specializate de tiristoare denumite **cu blocare asistată de poartă (GATTs = gate — assisted turn — off thyristors)**, avînd tensiuni de blocare în direct $V_{DRM} = 1 \ldots 2$ kV (implicînd o grosime a bazei n_1 de $W_{n1} = 200$ µm $\pm$ 10%), aplicarea unui curent negativ de poartă I_{GR} de pînă la 4 A, corespunzător unei tensiuni $V_{GR} = 4 \ldots 8$ V, conduce în mod uzual la o reducere cu aproximativ 50% a timpului de blocare t_q (vezi figura 2.84) la o aceeași valoare a curentului anodic I_{TM}. Astfel, modul de blocare asistat de poartă permite relaxarea corelației rigide, existente în tiristoarele convenționale, între pierderile de comutație la blocare, determinate de timpul t_q (vezi §2.13) și pierderile în conducție directă.

Blocarea asistată de poartă a permis extinderea frecvenței de lucru a tiristoarelor convenționale pînă la 20 kHz.

La un nivel constant al curentului anodic I_{TM}, precum și al semnalului aplicat pe poartă (I_{GR}/V_{GR}), timpul de blocare t_q crește odată cu:

— mărirea ratei de creștere a tensiunii anodice reaplicate (dV_D/dt);

— creșterea ratei de comutare a curentului anodic di_R/dt;

— creșterea temperaturii joncțiunii T_{vj}.

Timpul de blocare t_q crește nesemnificativ odată cu mărirea valorii finale a tensiunii anodice reaplicate V_D.

Mărirea valorii semnalului aplicat pe poartă peste o anumită valoare nu mai conduce la micșorarea timpului de blocare t_q (figura 2.84).

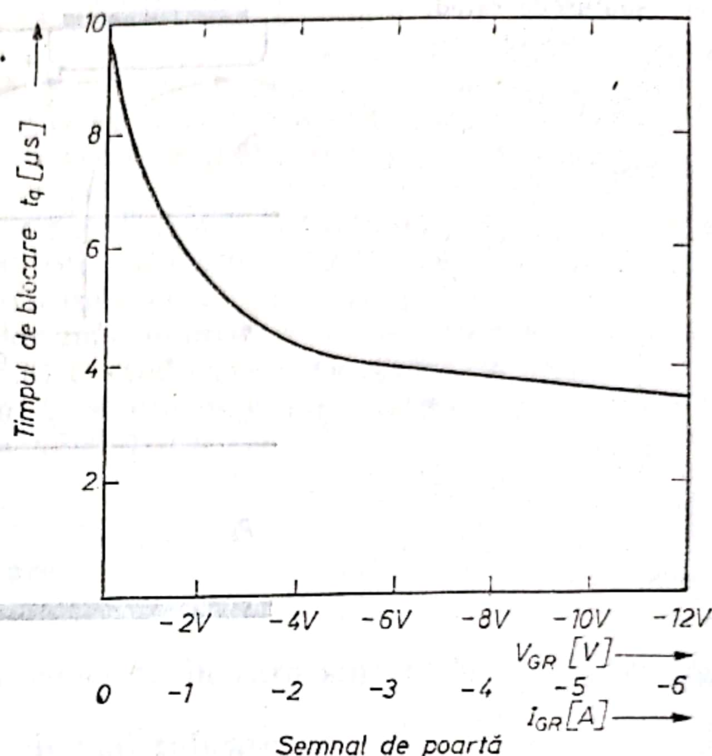
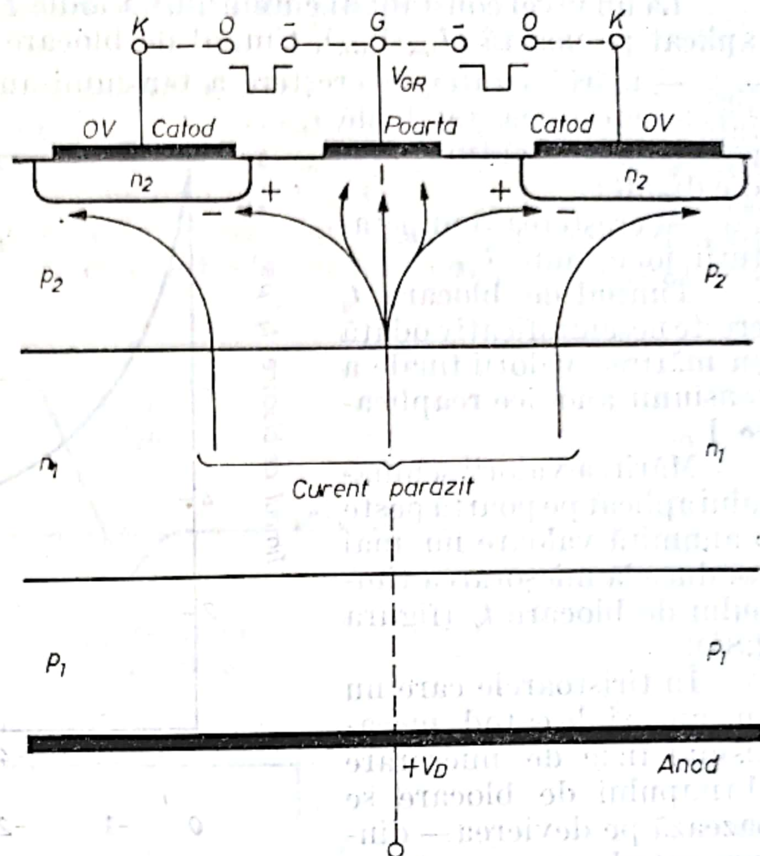


Fig. 2.84. Dependența tipică a timpului de blocare t_q de semnalul $I_{GR}(V_{GR})$ într-un *GATT* de 1 kV.

În tiristoarele care nu au șunturi de catod, mecanismul fizic de micșorare al timpului de blocare se bazează pe devierea — dinspre catod spre poartă — a unei părți a curentului de revenire în direct (vezi figura 2.85). Grație acestui fenomen de deviere a curentului parazit, se previne polarizarea în direct a joncțiunii de catod, deci și injecția de electroni din emitorul n_2 în baza p_2. Datorită inhibării injecției de electroni în baza p_2, se diminuează șansele reaprinderii parazite a tiristorului în momentul reaplicării rampei dV_D/dt. În tiristoarele care utilizează șunturi de catod proiectate în mod adecvat, efectul de polarizare în direct a joncțiunii de catod este mult atenuat. Astfel, aplicarea unei tensiuni negative pe poartă, duce la apariția unui curent în baza p_2 cu sensul de la catod spre poartă care determină o cădere de tensiune laterală în baza p_2, sub catod, cu o polaritate opusă celei provocate de curentul parazit (de revenire în direct) care ar conduce la polarizarea în direct a joncțiunii de catod și amorsarea parazită a tiristorului.

O variantă constructivă care permite eliminarea dezavantajelor șunturilor de catod se bazează pe utilizarea conceptului de *două nivele de interdigitare* (**TIL** — *two interdigitation levels*) [25, 26]. Spre deosebire de tiristoarele convenționale, în dispozitivele bazate pe configurația *TIL* (vezi figura 2.86) *nu există o pierdere de arie activă de catod*, întrucît nu sînt utilizate șunturi. Întreaga arie de catod a tiristoarelor TIL este formată din zone n^+ adînci și superficiale alternate. Una dintre destinațiile funcționale importante ale zonelor subțiri de catod este de a furniza căi preferențiale de evacuare spre contactul de poartă a curentului parazit generat în structura tiristorului. Întrucît rezistența laterală a bazei p_2 sub difuziile subțiri n_2 este mult redusă în comparație cu rezistența laterală

Fig. 2.85. Ilustrarea calitativă a căilor de curgere a curentului parazit generat de rampa dV_D/dt (figura 2.83) în structura unui tiristor cu blocare asistată de poartă fără șunturi de catod.



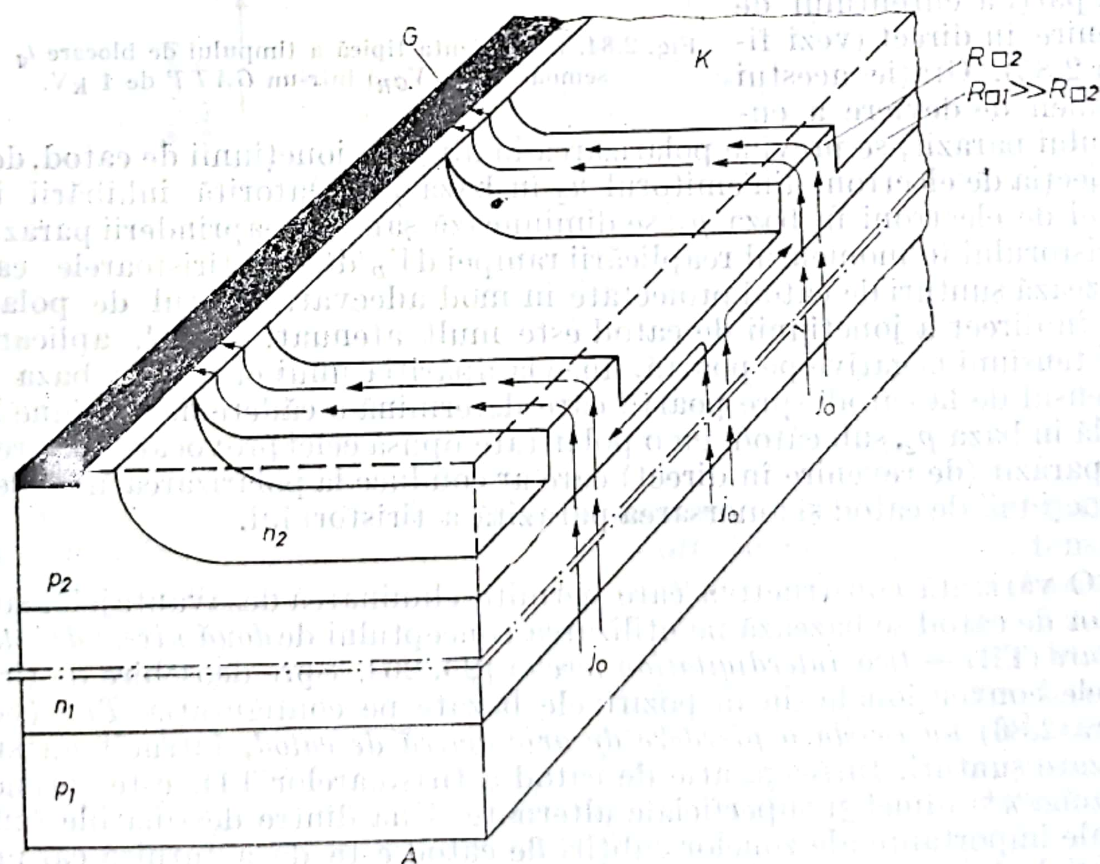


Fig. 2.86. Secțiune a structurii unui tiristor cu două nivele de interdigitare (*TIL* = *two interdigitation levels*) cu indicarea căilor de evacuare a curentului parazit de densitate j_0 din structură înspre terminalul de poartă.

a aceleiași baze sub difuziile adînci n_2, aproape întregul curent parazit tinde a fi îndepărtat din structură doar de-a lungul „canalelor de evacuare" create în zonele mai groase ale bazei p_2 (vezi figura 2.86). Datorită valorilor reduse ale rezistenței bazei p_2 sub difuziile subțiri de catod, curentul parazit direcționat spre terminalul de poartă de-a lungul canalelor preferențiale de evacuare, nu poate să polarizeze suficient de puternic în direct secțiunile corespunzătoare ale joncțiunii poartă-catod. Ca urmare, injecția de electroni de pe întreaga suprafață a emitorului de catod în baza p_2 este inhibată; ca urmare, în acest mod se preîntîmpină aprinderea parazită a tiristoarelor.

Astfel, conceptul *TIL*, ușor implementabil tehnologic, permite „decuplarea" secțiunii *npn* a tiristorului din procesul regenerativ de amorsare parazită în momentul aplicării rampei dV_D/dt [25, 26].

Datorită particularităților menționate, în tiristoarele *TIL* se obține uzual un factor ridicat (4...6) de reducere a timpului de blocare t_q. O reducere cu 50% a valorii lui t_q se obține chiar pentru valori reduse ale semnalului de poartă ($I_{GR} = 0{,}5 \ldots 1$ A).

2.15. Tipuri de tiristoare

În funcție de aplicațiile concrete în care sînt utilizate, tiristoarele trebuie să posede:

a) Tensiuni de blocare cît mai ridicate;
b) Capabilități mari în curent;
c) Valori mari ale capabilităților în dV/dt și di/dt;
d) Timpi de comutare cît mai reduși;
e) Nivele reduse ale puterii de comandă pe poartă;
f) Frecvențe de lucru cît mai mari.

În prezent există diferite tipuri de tiristoare care pot îndeplini una sau mai multe din exigențele enunțate mai sus. De regulă, îmbunătățirea uneia dintre caracteristicile (*a*)...(*f*) conduce inerent la degradarea altor parametri ai dispozitivelor. *Ca urmare, există tiristoare specializate, optimizate pentru diferite aplicații.* Tiristoarele fabricate în prezent pot fi clasificate în următoarele tipuri principale:

1) Tiristoare pentru *aplicații la frecvența rețelei* (*Phase Control Thyristors*);
2) Tiristoare pentru *invertoare* (*Inverter Thyristors*);
3) Tiristoare *asimetrice* (*Asymmetrical Thyristors*);
4) Tiristoare cu *conducție în invers* (*Reverse Conducting Thyristors*);
5) Tiristoare cu *blocare asistată de poartă* (*Gate-assisted Turn-off Thyristors*);
6) Tiristoare cu *amorsare* (*activare*) *optică* sau *optotiristoare* (*Light-Activated Thyristors*);
7) Tiristoare cu *blocare pe poartă* (*Gate Turn-Off Thyristors*).

Tot familiei de tiristoare îi sînt atribuite diacurile (§ 2.19) și triacurile (§ 2.20).

Tiristoarele pentru **aplicații la frecvența rețelei** (**Phase control/Converter Thyristors**) sînt utilizate în circuite în care blocarea acestor dispozitive se efectuează prin comutație naturală. Ca urmare, viteza de comu-

tare a acestor tiristoare este redusă. Gama de curenţi a acestor tiristoare este $I_{T(AV)} = 5 \ldots 3000$ A, iar tensiunile maxime de blocare variază între 50 V şi 5000 V. Întrucît pentru aceste tiristoare nu se utilizează metode tehnologice de reducere a timpului de viaţă al purtătorilor minoritari (vezi § 2.14.1), ele au pierderi reduse în conducţie directă. Astfel, tiristoare de acest tip proiectate pentru curenţi mari în conducţie directă (diametre ale structurii de ≈ 75 mm) au căderi de tensiune V_T la $T_{vj} = 125°$C de pînă la 2,3 V (pentru dispozitive cu $V_{DRM} = V_{RRM} = 3$ kV) şi sub 2,6 V (pentru dispozitive cu $V_{DRM} = V_{RRM} = 4$ kV). Tiristoarele utilizate la frecvenţa reţelei au capabilităţi în dV/dt de peste 1000 V/µs. Utilizarea amplificatoarelor de poartă integrate (vezi § 2.10) permite amorsarea tiristoarelor de arii mari (diametre ale structurii de ≈ 50 mm) cu curenţi de poartă de numai 1 . . . 2 A.

Tiristoarele pentru **invertoare (Inverter thyristors)** se deosebesc de tiristoarele standard, utilizate la frecvenţa reţelei, prin faptul că au o valoare relativ redusă a timpului de blocare t_q (de regulă, t_q este cuprins între 5 µs şi 50 µs, în funcţie de tensiunea maximă de blocare a dispozitivelor). Combinaţiile valorilor maxime ale curentului mediu şi tensiunii de blocare în direct/invers atinse în acest tip de tiristoare sînt de 1500 A/1200 V, respectiv de 1200 A/2500 V.

Tiristoarele de tip *invertor* sînt utilizate, de regulă, în circuite alimentate la tensiunea continuă. În aceste aplicaţii, tranziţia dispozitivelor din starea *on* în starea *off* se realizează prin utilizarea unui circuit (rezonant) auxiliar de comutaţie sau prin comutare controlată de către sarcină. În oricare din aceste aplicaţii, timpul de blocare al tiristoarelor (t_q) are un rol important. Valoarea cît mai redusă a timpului t_q permite minimizarea gabaritului/greutăţii componentelor reactive ale circuitului care efectuează comutaţia. Micşorarea timpului de blocare t_q în aceste tiristoare se obţine prin una din metodele descrise în § 2.14.1. O micşorare suplimentară a timpului t_q se realizează prin blocarea asistată de poartă [22] (vezi § 2.14.2).

Pe lîngă o valoare redusă a timpilor de revenire (t_{rr}) şi de blocare (t_q), tiristoarele de tip *invertor* au şi o valoare redusă a timpului t_{gt} (de comutare din starea *off* în starea *on*) şi o capabilitate ridicată în di/dt. Micşorarea parametrului t_{gt} simultan cu mărirea capabilităţii în di/dt se obţine prin utilizarea unor structuri interdigitate şi a amplificatoarelor de poartă integrate (vezi § 2.10). Tiristoarele moderne pentru invertoare au capabilităţi în di/dt de peste 1000 A/µs.

2.16. Tiristoare de comutaţie pentru frecvenţe ridicate

Tiristoarele de tip *invertor* clasice funcţionează satisfăcător la frecvenţe de comutaţie de $\approx 10 \ldots 15$ kHz. În instalaţiile de putere ce funcţionează la frecvenţe de ≈ 20 kHz sînt utilizate următoarele tipuri specializate de tiristoare:

— tiristoare cu *blocare asistată de poartă* (§ 2.14.2);
— tiristoare *asimetrice* (§ 2.16.1);
— tiristoare cu *conducţie în invers* (§ 2.16.2).

Tiristoarele asimetrice (Asymmetrical thyristors sau **ASCR — Asymmetrical Silicon Controlled Rectifiers)** şi tiristoarele cu **conducţie în invers**

(RCT = Reverse Conducting Thyristors) au în comun absența parțială (în cazul *ASCR*) sau totală (pentru *RCT*) a capabilității de blocare a tensiunii în invers. Faptul că atît *ASCR*, cît și *RCT* au capabilitatea de a bloca numai tensiuni aplicate în direct (+ pe anod, – pe catod) a oferit un grad suplimentar de autonomie în ameliorarea acelor parametri ai dispozitivelor, care au un rol important în procesul de comutație (timpul de blocare t_q, timpul de amorsare t_{gs}, căderea de tensiune în direct V_T). În prezent dispozitive de tip *ASCR* și *RCT* cu $I_{T(AV)} = 400$ A și $V_{DRM} = 2$ kV operează în mod curent la frecvențe de comutație de peste 20 kHz. Dispozitivele de tip *ASCR* au utilizări cu un spectru mai larg în echipamentele de putere, în timp ce *RCT* are un domeniu de aplicabilitate extrem de specializat. Ambele tipuri de dispozitive sînt utilizate – ca principiu – în acele circuite de putere în care nu sînt supuse unei tensiuni inverse.

2.16.1. Tiristorul asimetric

Trăsătura distinctivă a tiristoarelor asimetrice (*ASCR*) constă în faptul că aceste dispozitive nu blochează decît într-o măsură redusă tensiunea inversă. Această caracteristică a tiristoarelor asimetrice este determinată de inserarea unui strat subțire de tip n, puternic dopat (n^+), intre anodul $p^+(p_1)$ și baza groasă n_1 (figura 2.87). La aplicarea unei tensiuni de blocare în direct pe dispozitiv, existența stratului (tampon n^+ permite – în comparație cu un tiristor convențional (simetric) – micșorarea substanțială a extinderii zonei de sarcină spațială a joncțiunii centrale (J_2) în direcția stratului de anod p_1. Datorită faptului că zona tampon n^+ îngreunează avansarea regiunii de cîmp electric înspre stratul p_1, grosimea bazei n_1 poate fi redusă substanțial, fără a afecta capabilitatea de blocare în direct a dispozitivului. Micșorarea grosimii W_{n1} a bazei n_1 permite, la rîndu-i, optimizarea corelației dintre căderea de tensiune în direct V_T și timpul de blocare t_q exprimate, într-o primă aproximație, de (vezi § 2.7):

$$V_T \sim \frac{(W_{n1})^2}{D\tau} \tag{2.114}$$

unde D și τ sînt coeficientul de difuzie și, respectiv, timpul de viață al purtătorilor minoritari (goluri) în baza n_1.

Pentru o tensiune de blocare în direct prestabilită, utilizarea unui strat tampon n^+ în tiristoarele asimetrice permite reducerea de aproximativ două ori a grosimii W_{n1} a bazei n_1 în comparație cu un tiristor convențional (asimetric).

Conform relației (2.114), înjumătățirea grosimii W_{n1} a bazei n_1 permite reducerea timpului de viață τ de patru ori (adică „rapidizarea" dispozitivului) în condițiile menținerii la aceeași valoare a căderii de tensiune în direct V_T. Micșorarea în aceste condiții a timpului de viață se traduce, de regulă, printr-o diminuare cu cel puțin 50% a timpului de blocare t_q într-un tiristor asimetric (vezi figura 2.88) în comparație cu un tiristor convențional (asimetric). Datorită grosimii reduse a bazei n_1 tiristoarele asimetrice se caracterizează printr-un timp de amorsare (t_{gt}) mai scurt și posedă o capabilitate ridicată în di/dt.

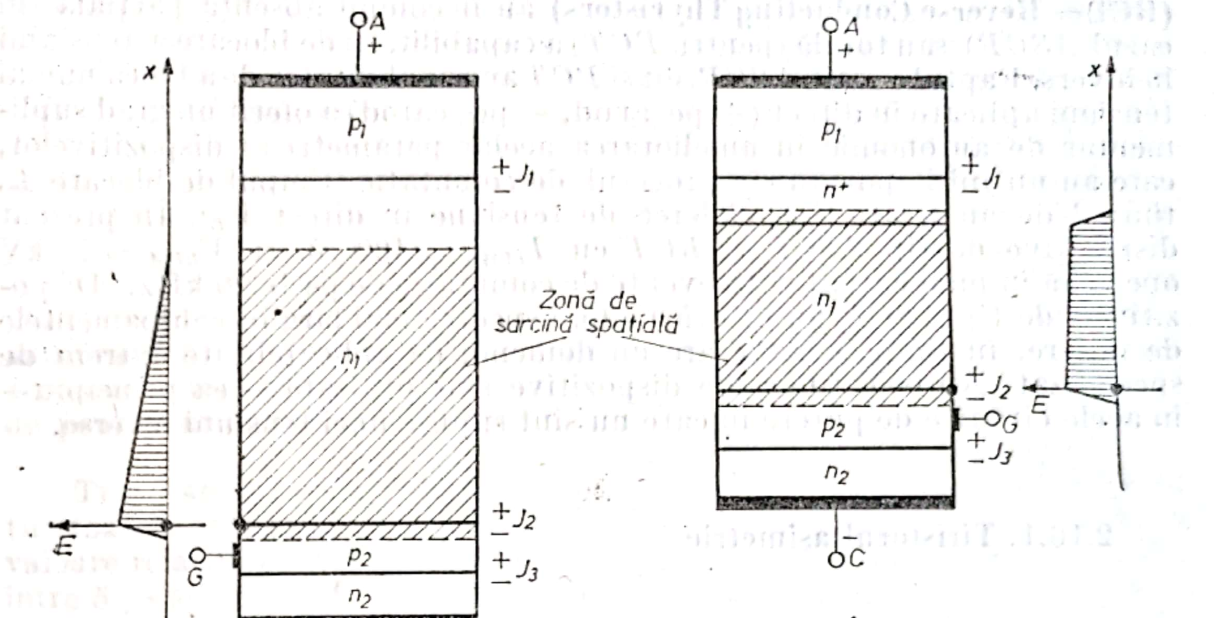


Fig. 2.87. Structura schematică a unui (*a*) tiristor convențional (simetric) și a unui (*b*) tiristor asimetric la polarizarea în direct anod-catod. Distribuția cîmpului electric E este ilustrată schematic pentru cele două cazuri. Prezența stratului tampon n^+ în tiristorul asimetric permite micșorarea grosimii bazei n_1 în comparație cu un tiristor simetric.

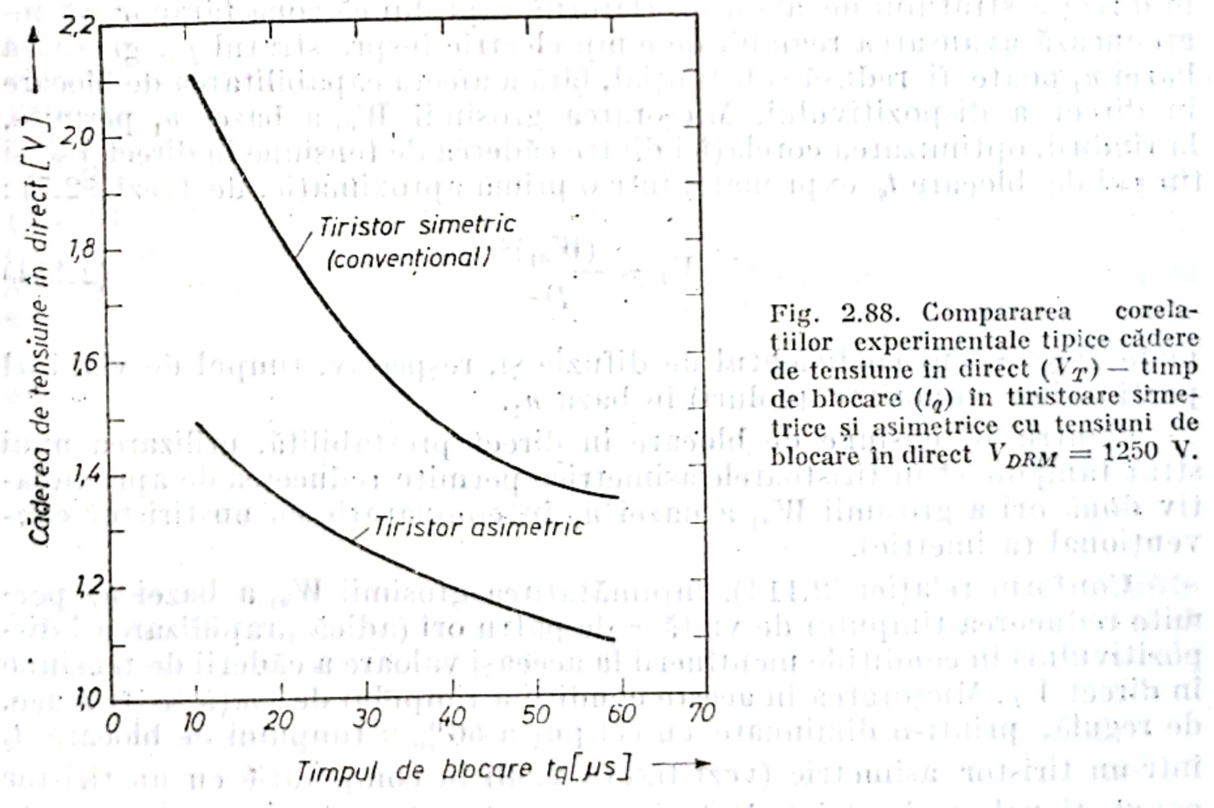


Fig. 2.88. Compararea corelațiilor experimentale tipice cădere de tensiune în direct (V_T) — timp de blocare (t_q) în tiristoare simetrice și asimetrice cu tensiuni de blocare în direct $V_{DRM} = 1250$ V.

La aplicarea unei tensiuni de blocare în invers pe un tiristor asimetric, existența zonei — tampon n^+, adiacentă stratului de anod p_1, limitează valoarea maximă a tensiunii la aproximativ 20 V.

Tiristoarele asimetrice sînt utilizate, de regulă, în conjuncţie cu diode redresoare conectate în paralel, al căror rol este de a limita tensiunea inversă aplicată la valori de ordinul 1 . . .2 V.

Tiristoarele asimetrice sînt fabricate în mod curent la tensiuni maxime de blocare în direct de 2000 V şi curenţi $I_{T(AV)}$ de pînă la 400 A. Sînt utilizate în circuite invertoare ca dispozitive de comutaţie rapidă, avînd o cădere de tensiune în direct V_T redusă.

2.16.2. Tiristorul cu conducţie inversă

Tiristorul cu *conducţie în invers* (*RCT* = *Reverse Conducting Thyristor*) este un dispozitiv cu structura *pnpn* şi trei terminale (anod, catod, poartă) care are un comportament similar cu cel al unui tiristor convenţional la polarizarea sa în direct, însă nu posedă capabilitatea de a bloca tensiunea inversă aplicată. Această particularitate a *RCT* este dictată de prezenţa şunturilor nu numai în stratul de catod (n_2), dar şi în cel de anod (p_1). Structura simplificată a unui *RCT* este prezentată în figura 2.89.*a*.

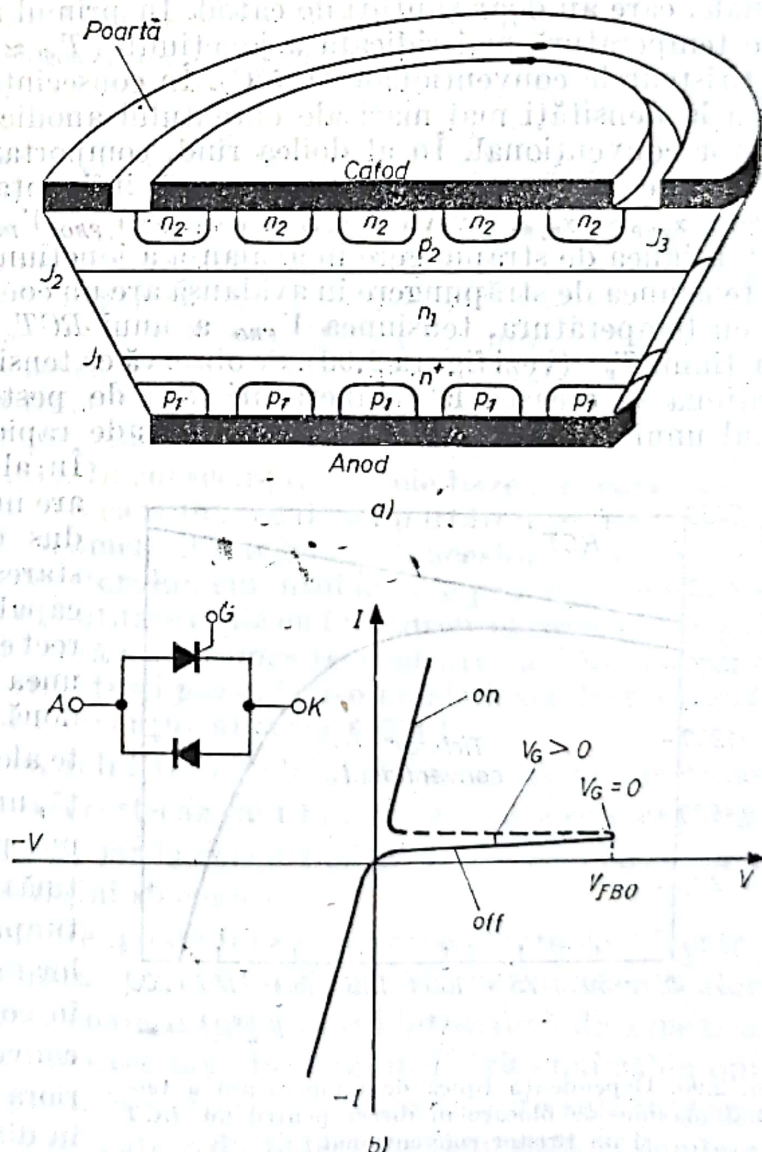


Fig. 2.89. (*a*) Structura unui tiristor cu conducţie în invers (RCT). (*b*) Caracteristica statică *I*—*V* şi simbolul dispozitivului.

Șunturile de anod sînt realizate prin introducerea unei zone de tip n, puternic dopate (n^+), între contactul de anod și stratul p aferent, pe de o parte, și baza n_1, pe de altă parte.

La polarizarea în direct a RCT dispozitivul se comportă ca un tiristor convențional, fapt reflectat de caracteristica $I-V$ a dispozitivului (vezi figura 2.89.b). RCT blochează tensiunea aplicată în direct și trece în starea de conducție (*on*) prin aplicarea unui semnal pozitiv pe poartă.

La polarizarea în invers a RCT joncțiunea J_1, care în tiristoarele convenționale blochează tensiunea aplicată (vezi § 2.5), este scurtcircuitată la terminalul anod. Ca urmare, RCT nu poate bloca tensiunea aplicată și, în consecință, prin dispozitiv circulă un curent invers de valori mari. Astfel, la polarizarea în invers, RCT se comportă ca o diodă redresoare polarizată în direct, fapt reflectat atît de caracteristica $I-V$ (vezi figura 2.89.b), cît și de simbolul RCT. Întrucît dispozitivul trebuie să blocheze numai tensiunea anodică aplicată în direct, întreaga structură se conturează sub un singur unghi (pozitiv pentru joncțiunea J_2 care blochează tensiunea, vezi § 2.5 și § 2.6), ceea ce este convenabil din punct de vedere tehnologic și permite păstrarea unei arii utile mari a catodului.

RCT are o serie de avantaje în comparație cu tiristoarele convenționale, care au doar șunturi de catod. În primul rînd, RCT poate opera la o temperatură mai ridicată a joncțiunii ($T_{vj} \approx 150°C$) în comparație cu tiristoarele convenționale (125°C). În consecință un RCT poate funcționa la densități mai mari ale curentului anodic în starea *on* decît un tiristor convențional. În al doilea rînd, comportamentul RCT în starea de blocare în direct este independent de influența factorilor de cîștig în curent α_{pnp} și $\alpha_{n_2pn_1}$, iar valoarea tensiuni $V_{FBO}(V_{DRM})$ este practic egală cu tensiunea de străpungere în avalanșă a joncțiunii J_2 (vezi §2.6). Întrucît tensiunea de străpungere în avalanșă are un coeficient pozitiv de variație cu temperatura, tensiunea V_{FBO} a unui RCT crește cu temperatura joncțiunii T_{vj} (vezi figura 2.90). Se observă că tensiunea V_{FBO} a unui RCT continuă să crească la temperaturi T_{vj} de peste 150°C, în timp ce în cazul unui tiristor convențional V_{FBO} scade rapid pentru $T_{vj} > 125°C$. În al treilea rînd, un RCT are în mod inerent un timp redus de revenire/blocare din starea *on* în starea *off* întrucît capabilitatea de blocare în direct este independentă de acțiunea regenerativă a celor două tranzistoare componente ale structurii. În consecință, un RCT poate fi dopat mai puternic cu aur (sau platină) în vederea micșorării timpului de viață al purtătorilor minoritari (vezi § 2.14.1) în comparație cu un tiristor convențional, fără a se deteriora capabilitatea de blocare în direct a acestui dispozitiv.

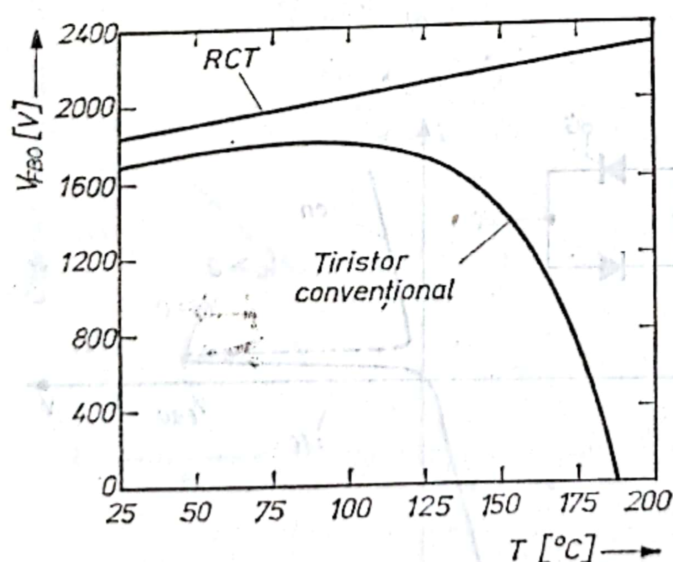


Fig. 2.90. Dependența tipică de temperatură a tensiunii maxime de blocare în direct pentru un RCT și un tiristor convențional.

Dispozitivele de tip *RCT* sînt utilizate în aplicații de înaltă frecvență în care, prin însuși regimul de lucru impus, tiristoarele nu trebuie să blocheze tensiuni aplicate în invers.

2.17. Optotiristorul

Tiristorul activat optic (LAT = Light — Activated Thyristor sau **LAS = Light Activated Switch)** este un dispozitiv cu patru straturi și trei terminale care poate fi amorsat cu un semnal luminos (vezi § 2.8.2). Optotiristorul (fototiristorul) permite realizarea unei *izolări electrice între circuitele de forță și cele de comandă* prin utilizarea transmisiei pe fibră optică a semnalului optic de amorsare (vezi figura 2.48). Ținînd seama de faptul că răspunsul spectral maxim al siliciului are loc pentru o lungime de undă $\lambda = 0{,}85\ldots1{,}0$ μm a energiei radiante, pentru excitația optică a acestor dispozitive se utilizează diode electroluminiscente (*LED*) din GaAs (vezi § 2.23) și laseri din GaAs.

Principiul de amorsare al unui optotiristor este ilustrat în figura 2.48. Semnalul optic de la un *LED* este transmis prin fibra optică (cablu optic) pe suprafața siliciului. Iluminarea omogenă a catodului pe o zonă cu raza $r = r_1$ conduce la generarea de perechi electron-gol în volumul siliciului situat sub regiunea iradiată. Contribuția cea mai importantă la curentul prin structură este datorată perechilor de electron-gol fotogenerate în zona de sarcină spațială a joncțiunii J_2, polarizată invers (vezi figura 2.91), precum și în straturile p_2 și n_1, la o distanță mai mică decît o lungime de difuzie a purtătorilor minoritari (din aceste baze) de zonă de sarcină spațială. Purtătorii generați în perechi în zona fotoactivă sînt separați de cîmpul electric din zona de sarcină spațială într-un interval de timp de ordinul nanosecundelor, adică practic instantaneu, în comparație cu timpul de amorsare al unui tiristor tipic (care este de ordinul μs). Separarea purtătorilor înseamnă că golurile sînt transportate în baza p_2, iar electronii în baza n_1 (vezi figura 2.91). În consecință, ambele baze ale dispozitivului sînt alimentate simultan cu o cantitate egală de purtători majoritari practic fără întîrziere față de momentul fotogenerării acestora. Ca urmare, în momentul amorsării optotiristorului, curentul anodic prin dispozitiv crește instantaneu și abrupt cu o cantitate egală cu fotocurentul generat. Valoarea acestui curent este amplificată de acțiunea regenerativă a celor două tranzistoare componente ale structurii *pnpn*, într-o manieră similară amorsării pe poartă a unui tiristor convențional (vezi § 2.8.1).

Se remarcă faptul că rolul terminalului de poartă dintr-un tiristor convențional este jucat în acest caz de fibra optică, care este cuplată la un capăt la sursa luminoasă, iar la celălalt capăt este fixată pe suprafața iradiată cu ajutorul unei rășini siliconice.

Un optotiristor de putere poate fi amorsat cu o putere optică extrem de redusă ($\approx$ 0,2 mW pentru un tiristor de 3 kV), deoarece cu ajutorul fibrei optice puterea optică poate fi concentrată într-o zonă de dimensiuni extrem de reduse. Astfel, de exemplu, în cazul utilizării unui cablu optic cu diametrul de $\approx$ 100 μm aria inițială în conducție este sub 10^{-2} mm². În consecință, densitatea de putere disipată pe aria inițială în conducție

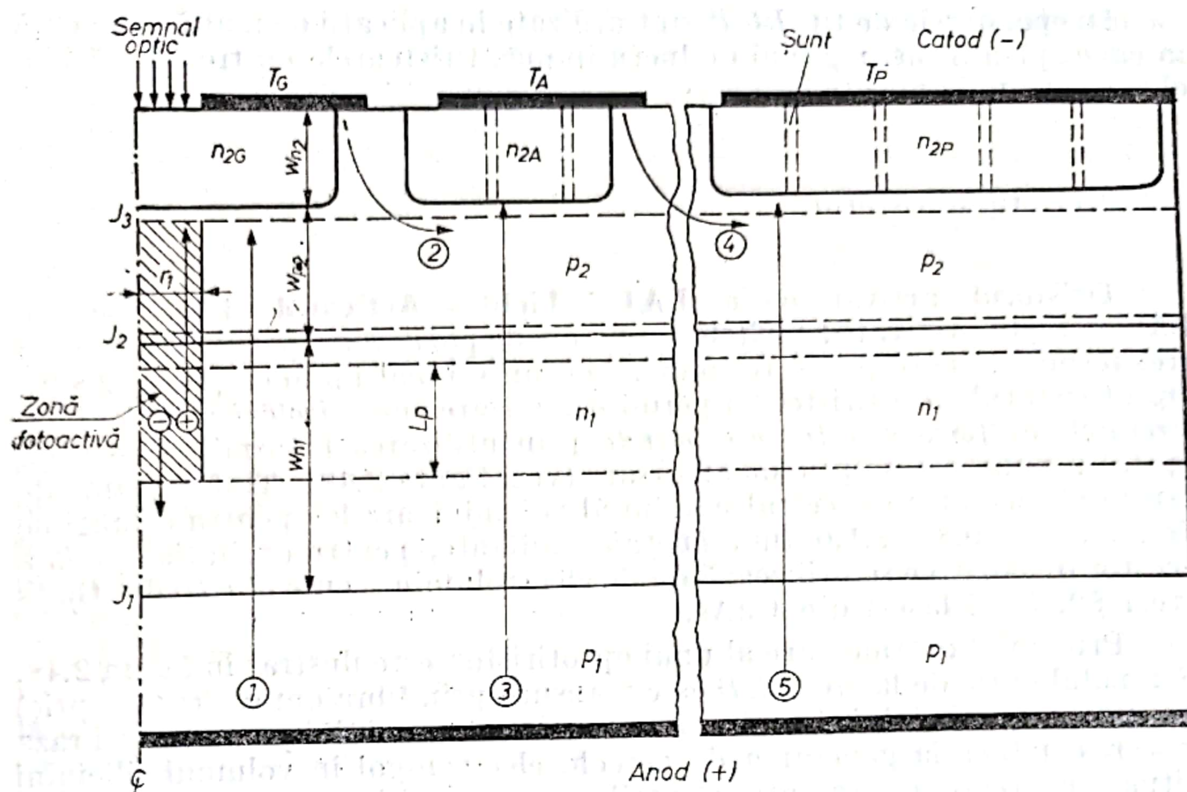


Fig. 2.91. Structura unui optotiristor cu două amplificatoare de poartă integrate și indicarea secvențelor de amorsare la acționare optică.

poate fi substanțială*, ceea ce prezintă pericolul distrugerii optotiristorului prin efect di/dt (vezi § 2.10). Pentru amplificarea rapidă a fotocurentului generat inițial, precum și pentru prevenirea distrugerii optotiristoarelor prin efectul di/dt, structura dispozitivelor moderne înglobează două sau mai multe amplificatoare de poartă integrate (vezi § 2.10). Spre exemplificare, amorsarea inițială a dispozitivului din figura 2.91 are loc prin structura $p_1n_1p_2n_{2G}$ a tiristorului integrat de poartă T_G; curentul anodic al tiristorului T_G devine curent de poartă pentru tiristorul $T_A(p_1n_1p_2n_{2A})$ care, odată amorsat, preia conducția curentului prin structură, determinînd în final intrarea în conducție a tiristorului principal $T_P(p_1n_1p_2n_{2P})$.

Sensibilitatea optotiristoarelor este definită la o tensiune anod-catod minimă (de regulă, $V_D = 6$ V), căreia îi corespunde o extindere minimă a zonei de sarcină spațială a joncțiunii J_2, deci a regiunii fotoactive.

Folosirea ca surse de semnal optic a diodelor electroluminiscente (*LED*), care au o putere optică redusă (vezi § 2.23), implică proiectarea optotiristoarelor pentru o sensibilitate mărită la excitația luminoasă. Un optotiristor sensibil la semnal optic este însă inerent sensibil și la semnale interne parazite, generate de efectul dV/dt [4, 6, 19, 22] (vezi § 2.9.1). Ca urmare, în optotiristoarele performante se urmărește realizarea unui compromis între sensibilitatea la amorsarea optică și cea parazită. Soluția acestei probleme constă în realizarea unor regiuni fotoactive de dimensiuni reduse, ceea ce implică arii inițiale în conducție foarte mici. Astfel,

* Un curent de ≈100 mA pe o arie inițială în conducție de 10^{-2} mm², implică o densitate a curentului anodic de 1000 A/cm² (!).

dimensiunile tipice ale regiunilor fotoactive în optotiristoare (r_1 în figura 2.91) sînt de 10 pînă la 100 de ori mai mici decît dimensiunile zonei de poartă sau ale tiristorului auxiliar (vezi § 2.10) în tiristoarele convenționale cu amorsare electrică. Reducerea dimensiunilor zonei fotoactive reclamă introducerea unor amplificatoare de poartă integrate în vederea menținerii la o valoare ridicată a capabilității în di/dt.

Trebuie remarcat faptul că, datorită fenomenului de acumulare simultană a sarcinii purtătorilor fotogenerați în ambele baze ale optotiristoarelor în procesul de amorsare, ele au un timp de întîrziere t_d mai redus în comparație cu tiristoarele convenționale amorsate electric (avînd o structură identică). Acest avantaj al optotiristoarelor iese în evidență în cazul cînd semnalul optic generează un fotocurent în baza p_2 echivalent cu semnalul electric aplicat pe poarta unui tiristor convențional avînd aceeași structură.

Prototipurile optotiristoarelor performante au următorii parametri de bază [22]:

— $V_{DRM} = V_{RRM} = 4$ kV;
— $I_{T(AV)} = 1500$ A;
— Puterea optică necesară amorsării: zecimi de mW;
— Capabilitatea în $dV/dt = 1500...2000$ V/μs;
— Capabilitatea în $di/dt = 250$ A/μs.

Progresele recente în domeniul optotiristoarelor s-au datorat și implementării unor concepte noi, cum ar fi cel de *amorsare controlată* (*controlled turn-on*), care permite mărirea capabilității în di/dt, precum și protecției la *breakover*, care previne distrugerea dispozitivelor la amorsare prin curent de avalanșă (vezi § 2.8.3).

Optotiristorul și-a găsit aplicații în principal în sisteme de comutație pentru linii de transmisie ale curentului continuu, care operează la tensiuni extrem de ridicate, precum și în acele sisteme de control fotoelectric unde izolarea circuitelor de forță de circuitele de comandă este esențială.

2.18. Tiristoare cu blocare pe poartă (*GTO*)

Tiristorul cu blocare pe poartă (GTO = gate turn-off thyristor) este un dispozitiv cu structura *pnpn*, amorsabil cu semnal pozitiv pe poartă și care poate fi blocat cu semnal negativ aplicat pe poartă chiar fără inversarea polarității tensiunii externe anod-catod (vezi figura 2.64). Dispozitivul combină proprietățile de bază ale unui tiristor convențional (capabilitatea ridicată de blocare a tensiunii în direct și invers, sensibilitate ridicată la semnalul de aprindere aplicat pe poartă) cu cele ale unui tranzistor (capabilitatea de stingere prin aplicarea unui semnal pe terminalul de comandă). Facilitatea de blocare pe poartă este avantajoasă deoarece ea conferă flexibilitate în diferite aplicații (invertoare, contactoare statice, choppere, generatoare de impulsuri) și oferă posibilitatea simplificării circuitelor de forță. Unul din avantajele principale ale tiristorului *GTO* față de tranzistoarele de putere constă în puterea relativ redusă consumată de poartă în timpul funcționării dispozitivului. Astfel, tiristorul *GTO* necesită un semnal pe poartă numai pe durata proceselor tranzitorii de amorsare, respectiv de blocare. O comparație dintre proprietățile de bază ale tiristoarelor *GTO* și a altor dispozitive de comutație este prezentată în *Tabelul 2.4*.

Tabelul 2.4

Tabel comparativ al caracteristicilor principale ale dispozitivelor semiconductoare de putere.

Caracteristica	Tranzistor bipolar	Tiristor *GTO*	*TEC-MOS* putere	*TEC-J* de putere	*SIT/FCT*	Tranzistor cu poartă izolată (*IGT*)
Starea normală	*off*	*off*	*off*	*off*	*on*	*on*
Tensiuni de blocare în invers (V)	50	500...4500	50...500	50...500	500...3000	200...2500
Tensiunea de blocare în direct (V)	50...1000	500...4500	50...500	50...500	500...3000	200...2500
Densitatea de curent în conducție directă (A/cm²)	40	200	10	10	200	200
Capabilitatea în suprasarcină	redusă	foarte bună	redusă	redusă	bună	bună
Frecvența maximă de lucru (kHz)	50	10	20.000	200.000	20	50
Puterea necesară pentru comanda porții/bazei	mare	medie	foarte mică	mică	medie	foarte mică
Temperatura maximă de lucru (°C)	150	125	200	200	200	200
Capabilitatea în dV/dt	medie	bună	foarte bună	foarte bună	foarte bună	foarte bună
Capabilitatea în di/dt	medie	bună	foarte bună	foarte bună	medie	foarte bună
Rezistența la radiații	slabă	slabă	medie	bună	bună	medie

Tiristorul *GTO* este preferat tranzistorului de putere în aplicații de mare putere la frecvențe între 1 și 20 kHz datorită capabilității sale ridicate în blocare a tensiunii și a fiabilității sale la suprasarcină (de curenți sau tensiuni).

La aplicarea unui impuls pozitiv de comandă pe poarta dispozitivului tiristorului *GTO* comută din starea de blocare directă în starea de conducție ca un tiristor convențional. La aplicarea pe poartă a unui curent negativ de amplitudine I_{GRM} și durată t_{gr} se declanșează procesul de blocare al tiristorului *GTO* : curentul i_T prin dispozitiv scade, iar tensiunea anod-catod V_D crește. Principalele componente ale timpului de blocare al tiristorului *GTO* sînt (vezi figura 2.92).

• *timpul de stocare* (*storage time*) t_s, care caracterizează inerția dispozitivului în răspunsul său la semnalul de comandă aplicat pe poartă. Timpul t_s durează din momentul aplicării semnalului de blocare pe poartă pînă cînd curentul anodic i_T scade la 90% din valoarea sa în starea de conducție a dispozitivului;

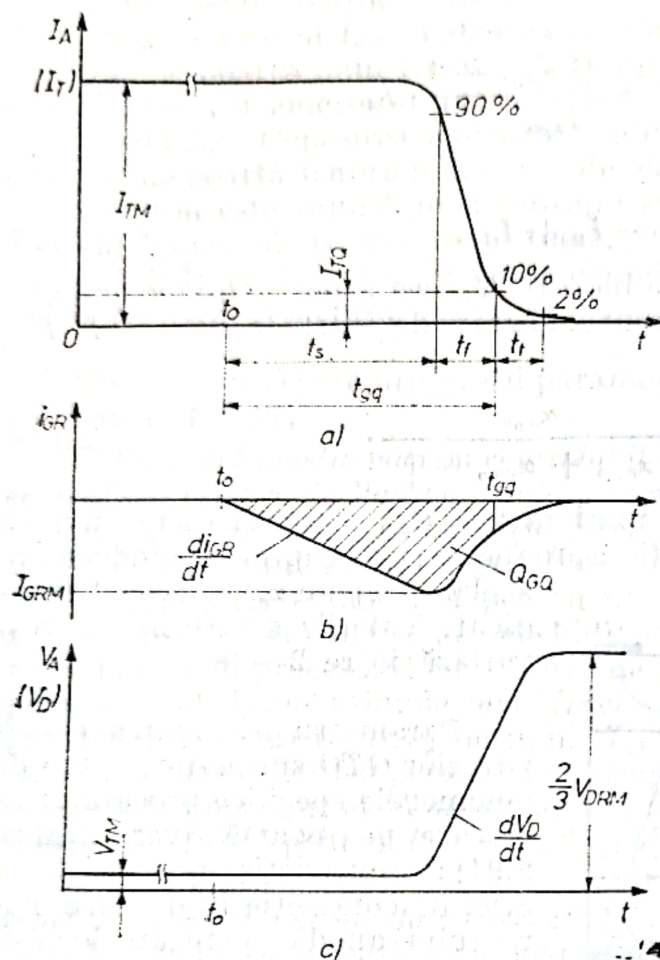


Fig. 2.92. Variația curentului anodic (*a*), a curentului de poartă (*b*) și a tensiunii anodice (*c*) în vederea definirii timpilor caracteristici procesului tranzitoriu de blocare pe poartă a unui tiristor *GTO*.

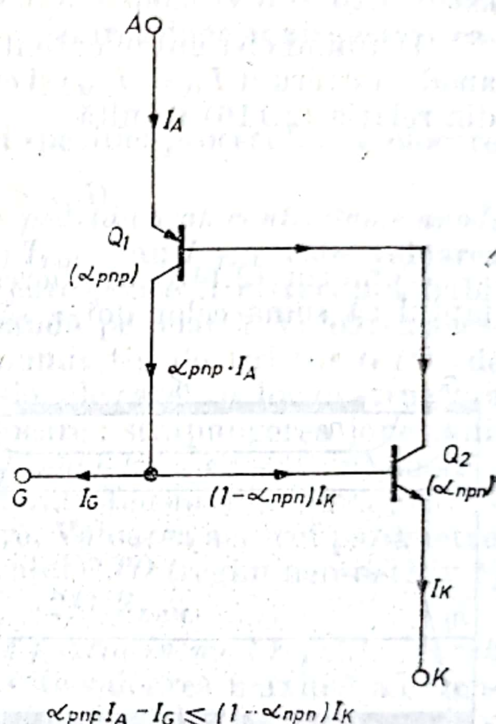


Fig. 2.93. Circulația curenților prin structura *pnpn* echivalată unidimensional cu două tranzistoare complementare la blocarea cu semnal de poartă (I_G) a unui tiristor *GTO*.

• *timpul de descreștere* (*fall time*) t_f, definit ca timpul necesar curentului anodic i_T să scadă de la 90% la 10% din valoarea sa inițială. Simultan are loc creșterea tensiunii anod-catod V_D, întreaga tensiune pe dispozitiv fiind blocată de joncțiunea centrală. Ca urmare, în timpul acestei faze a procesului tranzitoriu pe dispozitiv se disipă o putere apreciabilă;

• *timpul de încheiere sau revenire* (*tail time*) t_t, este perioada de timp necesară pentru scăderea curentului anodic i_T de la 10% la 2% din valoarea sa inițială. În decursul intervalului t_t are loc recombinarea sarcinii reziduale stocate în baza groasă n_1.

Principiul atingerii pe poartă a unui tiristor *GTO* este ilustrat în figura 2.93, pe baza modelului unidimensional al structurii *pnpn* format

din două tranzistoare complementare. Curentul de bază necesar pentru a menține tranzistorul *npn* în stare de conducție este $(1-\alpha_{npn})I_k$, în timp ce curentul real de bază al acestui tranzistor este $(\alpha_{pnp}I_A - I_{GR})$. În consecință tiristorul *GTO* se va bloca dacă [4, 6]:

$$\alpha_{pnp}I_A - I_{GR} \leqslant (1-\alpha_{npn})I_k \tag{2.115}$$

adică dacă:

$$I_{GR} \geqslant \frac{\alpha_{pnp} + \alpha_{npn} - 1}{\alpha_{npn}} I_A \tag{2.116}$$

deoarece:

$$I_A = I_k + I_{GR}. \tag{2.117}$$

Definind cîștigul în curent la blocare G_{off} ca raportul dintre curentul anodic întrerupt $I_A(=I_{TM})$ și curentul negativ de poartă $I_{GR}(G_{off} = I_A/I_{GR})$ din relația (2.116) rezultă:

$$G_{off} \leqslant \frac{\alpha_{npn}}{\alpha_{npn} + \alpha_{pnp} - 1}. \tag{2.118}$$

Conform (2.118) obținerea unui factor G_{off} cît mai mare implică faptul ca suma celor doi α să fie aproape de unitate, menținîndu-se în același timp un α_{npn} suficient de ridicat. Valorile uzuale ale lui G_{off} variază între 2 și 8.

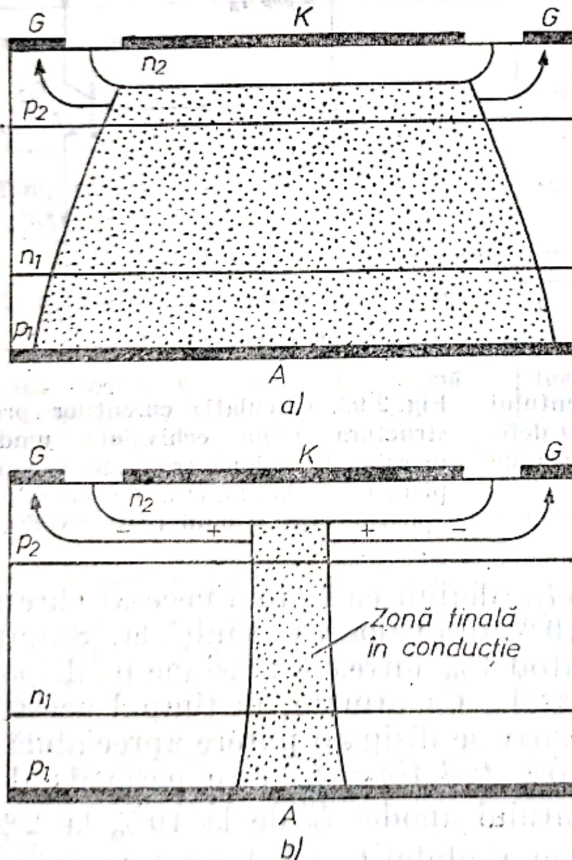


Fig. 2.94. Secțiune transversală printr-un tiristor *GTO* cu indicarea zonei de conducție a curentului anodic la începutul procesului tranzitoriu de blocare (*a*) și la sfîrșitul timpului de stocare t_s (*b*).

Parametrii principali ai dispozitivelor *GTO* sînt determinați de fenomenele specifice procesului de blocare pe poartă (vezi figura 2.94): constricția progresivă a ariei de conducție în direct a curentului anodic, care are loc simultan cu evacuarea curentului I_{GR} spre terminalul de poartă. La sfîrșitul timpului de stocare t_s curentul anodic se restrînge într-o arie-limită aflată în centrul catodului (vezi figura 2.94.*b*), denumită *arie/zonă finală în conducție* (*final on-zone*). Lățimea acestui *filament* al curentului anodic este extrem de redusă (40 μm ... 60 μm). Întrucît în decursul fazei de stocare t_s curentul anodic este practic constant (vezi figura 2.92) micșorarea ariei în conducție implică o creștere substanțială a densității curentului în *zona finală în conducție*. Dacă densitatea curentului anodic la sfîrșitul fazei t_s depășește o anumită valoare critică,

atunci puterea care se disipă pe dispozitiv în intervalul t_f (vezi figura 2.92) conduce la supraîncălzirea structurii *pnpn* și, în final, la distrugerea electrotermică a tiristorului. Fenomenul de defectare a dispozitivului se explică pe baza proceselor descrise în § 2.8 și § 2.10.

O altă limitare tipică tiristoarelor *GTO* derivă din polarizarea în invers a joncțiunii poartă-catod datorită căderii de tensiune induse pe rezistența bazei p_2 de curentul I_{GR}. Valoarea maximă a curentului I_{GRM} care poate fi extras pe poarta unui tiristor *GTO* este limitată de tensiunea de străpungere BV_{J3} a joncțiunii poartă-catod, care are valori tipice de 7 V ... 20 V (vezi §2.2). Depășirea acestei tensiuni conduce la pierderea controlului efectuat de poartă asupra procesului de blocare. În cazul în care joncțiunea poartă-catod este supusă unei tensiuni superioare valorii BV_{J3} un timp mai îndelungat (de regulă, peste 100 ... 200 μs), dispozitivul se defectează ireversibil. În consecință, nu se recomandă operarea joncțiunii poartă-catod în regim de avalanșă.

Tiristorul *GTO* are următorii parametri specifici procesului de blocare pe poartă [19, 26]:

1) *Curentul anodic maxim controlabil de poartă* (*peak controllable anode current* sau *peak controllable on-state current*) I_{TQM} (sau I_{ATO}) este valoarea maximă a curentului în conducție directă care poate fi întreruptă fiabil prin aplicarea unui semnal adecvat de comandă pe poartă. Valoarea acestui parametru este limitată pentru un anumit tip de tiristor *GTO* (de arie și capsulă date) de fenomenele bidimensionale care au loc în structura *pnpn* în timpul procesului tranzitoriu de blocare: străpungerea joncțiunii poartă-catod și dimensiunile *zonei finale de conducție* a curentului anodic, precum și de temperatura joncțiunii T_{vj} și rata tensiunii anodice reaplicate (dV_D/dt) la sfîrșitul perioadei de stingere. Valoarea acestui parametru se referă la un singur ciclu *on/off* al tiristorului *GTO* (regim nerepetitiv *) și este specificată pentru $T_{vj} = 125°C$ și $V_D = 2/3\ V_{DRM}$.

2) *Curentul anodic maxim controlabil de poartă în mod repetitiv* (*peak repetitive controllable on-state current*) I_{TQRM} este valoarea maximă a curentului în conducție directă care poate fi întreruptă fiabil în mod repetitiv prin aplicarea unui semnal negativ adecvat de comandă pe poartă. Parametrul I_{TQRM} se referă la un regim staționar de funcționare al tiristorului *GTO* în regim *on/off*, adică la o anumită frecvență f de amorsare și blocare pe poartă a dispozitivului. Parametrul I_{TQRM} este specificat în aceleași condiții ca și I_{TQM}, menționîndu-se totodată frecvența f de comutare a tiristorului. Pe lîngă factorii limitativi menționați pentru I_{TQM}, parametrul I_{TQRM} este afectat de pierderile în comutație ale dispozitivului și de fenomenele electrotermice care le însoțesc. Datorită acestor limitări adiționale, valoarea parametrului I_{TQRM} este, de regulă, mult inferioară (uneori chiar de două ori) față de curentul maxim I_{TQM}.

3) *Timpul de blocare* t_{gq} și componentele t_s, t_f, t_t (vezi figura 2.92) ale procesului de stingere pe poartă se specifică, de regulă, pentru un curent anodic egal cu I_{TQRM} la o temperatură a joncțiunii $T_{vj} = 125°C$. Rata de creștere a tensiunii anodice reaplicate (dV_D/dt) (vezi figura 2.92.c) se specifică pentru o valoare finală $V_D = 2/3\ V_{DRM}$.

---

* Parametrul poartă și denumirea de *non-repetitive peak controllable on-state current*.

Se utilizează adesea notațiile: t_{dq} pentru t_s; t_{rq} pentru t_f, t_{tq} pentru t_t.

4) *Sarcina stocată* Q_{GQ} (vezi figura 2.92.*b*) este valoarea sarcinii electrice extrase pe poartă în decursul timpului t_{gq}.

5) *Valoarea curentului prin dispozitiv* (I_{TQ}) *la sfîrșitul timpului de blocare* $t_{gq}(= t_s + t_f)$. Valoarea acestui curent la începutul fazei t_t este importantă în funcționarea dispozitivului pe sarcini inductive.

6) *Factorul operațional de cîștig în curent la blocare* (*operational turn-off gain*) G_{off}

$$G_{off} = \frac{I_{TQRM}}{I_{GRM}}, \tag{2.119}$$

definit ca raportul dintre curentul anodic controlabil de poartă în mod repetitiv I_{TQRM} (curentul de ieșire), și amplitudinea I_{GRM} a curentului de intrare (de poartă). Timpii t_s, t_f și t_t (figura 2.92) sînt de regulă, specificați pentru această valoare a cîștigului G_{off}. Factorul G_{off} specificat de fabricant se recomandă a fi utilizat în aplicațiile concrete ale fiecărui tip de tiristor *GTO* pentru a se obține o comutare rapidă și fiabilă a dispozitivului.

7) *Factorul maxim de cîștig în curent la blocare* (*peak turn-off gain*) $G_{off(max)}$

$$G_{off(max)} = \frac{i_T}{I_{GRM\,min}} \tag{2.120}$$

este definit la valoarea minimă $I_{GRM\,min}$ a amplitudinii curentului de poartă care mai poate asigura întreruperea curentului anodic i_T prin dispozitiv. De regulă, $G_{off(max)}$ se definește pentru $i_T = I_{TQRM}$.

Utilizarea tiristorului *GTO* la un cîștig maxim în curent $G_{off(max)}$ conduce inerent la creșterea timpului de stingere (t_{gq}) în principal datorită creșterii componentei de stocare, t_s.

8) *Valoarea critică a ratei de creștere a tensiunii de blocare reaplicate în direct la stingerea tiristorului GTO* (*critical rate of rise of re-applied off state voltage*) dV_D/dt_{cr} este valoarea maximă a rampei dV_D/dt (vezi figura 2.92.*c*) la care poate fi supus dispozitivul în timpul procesului de blocare. Depășirea acestei valori poate conduce la distrugerea electrotermică a tiristorului *GTO*. Parametrul (dV_D/dt_{cr}) se specifică la temperatura joncțiunii $T_{vj} = 125°C$ pentru o valoare finală a tensiunii anodice reaplicate în direct $V_D = 2/3\ V_{DRM}$. Valoarea parametrului $(dV_D/dt)_{cr}$ poate fi egală cu *capabilitatea în* dV/dt a tiristorului.

9) *Tensiunea inversă maximă de poartă* (*peak reverse gate voltage*) V_{RGM} este valoarea maximă a tensiunii negative care poate fi aplicată între poartă și catod în vederea blocării tiristorului *GTO*. Valoarea parametrului V_{RGM} este determinată de tensiunea de străpungere poartă-catod BV_{J3} care are valori între 7 V și 20 V.

10) V_{GRM} și I_{GRM} *sînt valorile maxime ale tensiunii și curentului de poartă* într-o aplicație dată.

11) *Rata de creștere a curentului invers de poartă* (*rate of rise of reverse gate current* di_{GR}/dt (în A/μs) este viteza de creștere cvasi-liniară a curentului negativ de poartă de la valoarea zero la $i_{GR} = I_{GRM}$ (vezi figura 2.92.*b*). Valorile tipice ale parametrului di_{GR}/dt sînt cuprinse între 1 A/μs

și 30 A/μs. Mărirea ratei di_{GR}/dt la blocarea pe poartă a unui tiristor *GTO* conduce la micșorarea substanțială a valorii t_s (vezi figura 2.92).

Parametrii de amorsare și conducție directă se definesc identic ca pentru un tiristor convențional.

Tiristoarele *GTO* se fabrică în prezent într-o gamă largă de puteri comutate: de la 6,5 A/800V la 2000 A/4500V. Specificul circuitelor de comandă pe poartă în unele aplicații consacrate ale tiristoarelor *GTO* este prezentat în § 8.3.

Variantele constructive care s-au impus în ultimii ani sînt următoarele [22]:

— Tiristoare *GTO cu conducție în invers* (*RCGTO — Reverse Conducting GTO*), care utilizează șunturi de anod (vezi § 2.16.2) pentru micșorarea atît a timpului de blocare pe poartă, cît și a căderii de tensiune în direct V_T;

— Tiristoare *GTO* cu *poarta „îngropată"* (*BGGTO — Buried Gate GTO*), în care poarta este „îngropată" în stratul p_2, ceea ce mărește atît tensiunea de străpungere a joncțiunii poartă-catod BV_{J3} la 60 V... 80 V, cît și eficiența controlului procesului de blocare;

— Tiristoare *GTO* cu *două nivele de interdigitare* (*TIL GTO = Two Interdigitation Levels* sau *double interdigitated GTO*), care prezintă avantajul unei tehnologii simple de realizare combinate cu o serie de caracteristici îmbunătățite în comparație cu dispozitivele *GTO* convenționale.

Într-un dispozitiv *TIL GTO*, configurația poartă-catod subdivide structura verticală a tiristorului într-o serie de minitiristoare. Fiecare dintre aceste minitiristoare conține o structură elementară, *pnpn* standard adiacentă unei structuri *pnpn* aparent neregenerative, avînd un emitor n_2 subțire și o bază p_2 groasă (vezi figura 2.95).

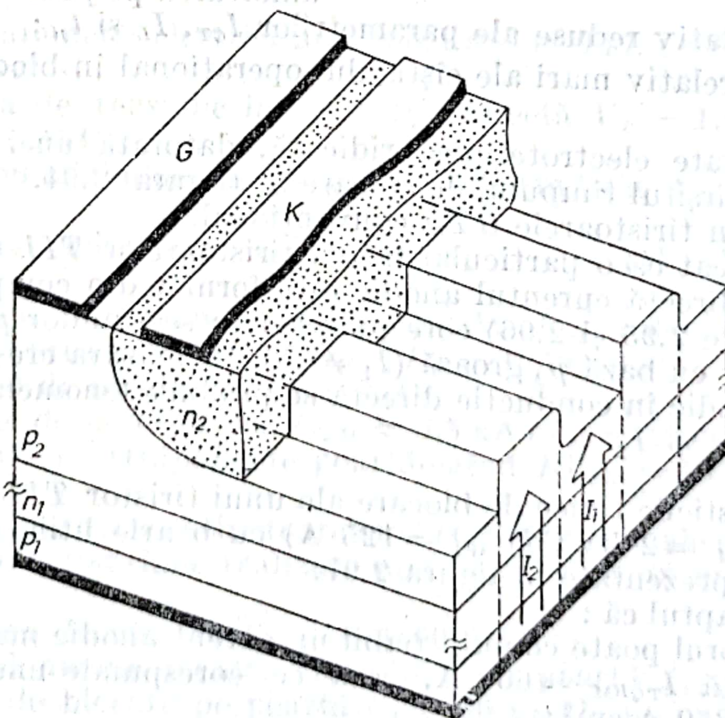


Fig. 2.95. Secțiune printr-un tiristor *GTO* cu două nivele de interdigitare (*TIL = two interdigitation levels*).

Schema echivalentă simplificată a unui minitiristor *TIL* este formată dintr-un tranzistor *pnp* care asigură „drive"-ul pentru două tranzistoare *npn* conectate în paralel (vezi figura 2.96).

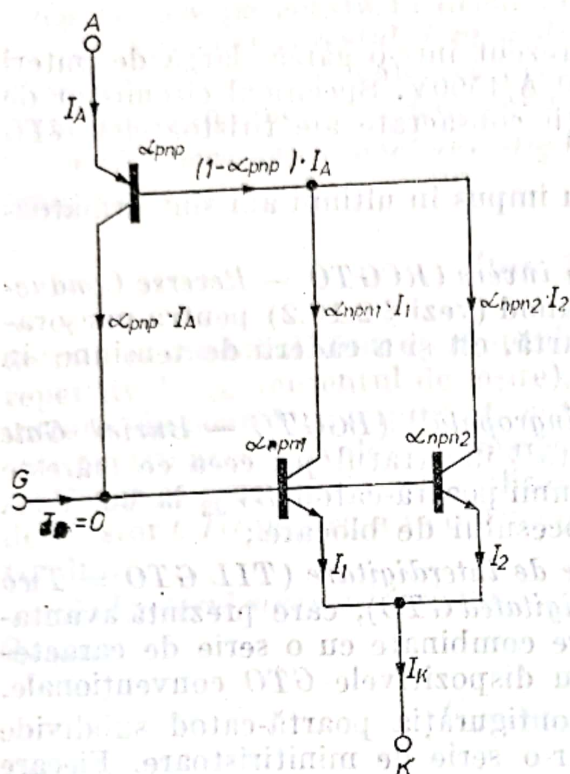


Fig. 2.96. Schemă echivalentă simplificată (unidimensională) a unui tiristor *GTO* cu două nivele de interdigitare.

Rolul funcţional principal al zonelor superficiale de catod n_2 este de a asigura o cale preferenţială de rezistenţă laterală scăzută în baza p_2 pentru evacuarea spre terminalul de poartă a curentului (anodic sau de natură parazită) din structura dispozitivului (vezi şi figura 2.86).

Avantajele principale ale tiristoarelor *TIL GTO* sînt următoarele [25—29]:

a) Posibilitatea extragerii rapide şi uniforme a curentului anodic chiar din zonele mai îndepărtate de metalizarea de poartă;

b) Atenuarea substanţială a influenţei limitative a tensiunii de străpungere poartă-catod BV_{J3} asupra funcţionării dispozitivului;

c) Insensibilitate la semnale interne de zgomot, adică la acţiunea curenţilor paraziţi generaţi, de exemplu, de efectul dV/dt (vezi figura 2.86);

d) Sensibilitate ridicată la amorsarea pe poartă, concretizată prin valori relativ reduse ale parametrilor I_{GT}, I_L şi t_{gt};

e) Valori relativ mari ale cîştigului operaţional în blocare G_{off} (8 ... ...20);

f) Fiabilitate electrotermică ridicată, datorată unei arii finale în conducţie la sfîrşitul timpului de stocare t_s (figura 2.94. *b*) mult superioare celei din tiristoarele *GTO* convenţionale.

De remarcat ca o particularitate a tiristoarelor *TIL GTO* faptul că în conducţie directă curentul anodic este format din componentele I_1 şi I_2 (vezi figurile 2.95 şi 2.96) corespunzătoare secţiunilor *pnpn* standard, respectiv celor cu bază p_2 groasă ($I_1 \neq I_2$). Pe măsura creşterii densităţii curentului anodic în conducţie directă se produce fenomenul de egalizare a curenţilor I_1 şi I_2.

Caracteristicile tipice de blocare ale unui tiristor *TIL GTO de putere* ($V_{DRM} = V_{RRM} = 2$ kV; $I_{T(AV)} = 125$ A) cu o arie utilă a catodului de 1,7 cm² sînt prezentate în figura 2.97.

Se remarcă faptul că:

a) Tiristorul poate comuta fiabil un curent anodic maxim — controlabil de poartă $I_{TQRM} = 600$ A, ceea ce corespunde unei densităţi de curent de ≈ 350 A/cm²;

b) La un cîştig operaţional la blocare $G_{off} = 8$, timpul de comutare din starea *on* în starea *off* la un curent $I_{TQRM} = 600$ A este sub 30 μs;

c) Cîștigul la blocare G_{off} crește odată cu creșterea curentului anodic comutat i_T. Acest comportament implică diminuarea fracțiunii relative a curentului negativ de poartă necesar întreruperii curentului prin tiristor, odată cu creșterea curentului i_T.

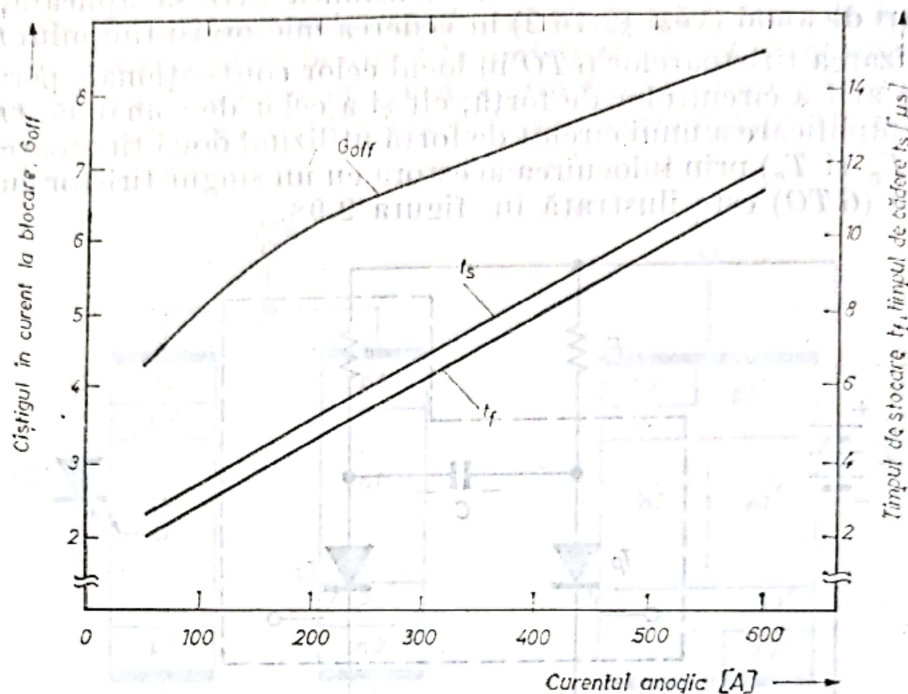


Fig. 2.97. Cîștigul de blocare G_{off} și valorile corespunzătoare ale timpilor de stocare t_s, respectiv de cădere t_f în funcție de curentul anodic comutat pentru un tiristor *GTO* cu două nivele de interdigitare (*TIL*) de 2kV/125A avînd aria catodului de 1,7 cm^2.

Ceilalți parametri electrici ai dispozitivelor *TIL GTO* de putere au următoarele valori:

— căderea de tensiune în conducție directă $V_T = 1{,}9$ V (la $I_{TM} = 500$ A; $T_{vj} = 125°C$);

— curentul minim de amorsare $I_{GT} = 250$ mA (la $V_D = 6$ V; $T_{vj} = 25°C$);

— tensiunea minimă de amorsare $V_{GT} = 700$ mV (la $V_D = 6$ V; $T_{vj} = 25°C$);

— timpul de amorsare $t_{gt} = 12$ µs (la $I_{TM} = 600$ A; $G_{on} = 50$);

— capabilitatea în dV/dt 1 kV/µs ($T_{vj} = 125°C$);

— curentul de menținere $I_H = 2$ A;

— curentul de suprasarcină $I_{TSM} \approx 3{,}5$ kA ($T_{vj} = 125°C$);

— tensiunea de străpungere poartă-catod $BV_{GK} = 15$ V.

Parametrii electrici ai tiristoarelor *GTO* convenționale cu capabilitate maximă în curent/tensiune realizate pînă în prezent au următoarele valori:

— tensiunea de blocare $V_{DRM} = 4500$ V;

— curentul anodic maxim-controlabil de poartă $I_{TQRM} = 2000$ A;

— timpul de blocare pe poartă $t_{gq} = 30$ µs ($I_{TQRM} = 2$ kA);

— căderea de tensiune în direct $V_T = 2$ V (la $i_T = 900$ A, $T_{vj} = 25°C$);

— curentul minim de amorsare $I_{GT} = 800$ mA ;
— timpul de amorsare $t_{gt} = 10$ μs ;
— curentul de suprasarcină $I_{TSM} = 14$ kA ;
— tensiunea de străpungere poartă-catod $V_{GRM} = 16$ V.

Aceste tiristoare nu blochează tensiunea inversă aplicată, întrucît au şunturi de anod (vezi §2.16.2) în vederea micşorării timpului t_{gq}.

Utilizarea tiristoarelor *GTO* în locul celor convenţionale permite simplificarea atît a circuitelor de forţă, cît şi a celor de comandă. O modalitate de simplificare a unui circuit de forţă utilizînd două tiristoare convenţionale (T_p şi T_a) prin înlocuirea acestora cu un singur tiristor cu blocare pe poartă (*GTO*) este ilustrată în figura 2.98.

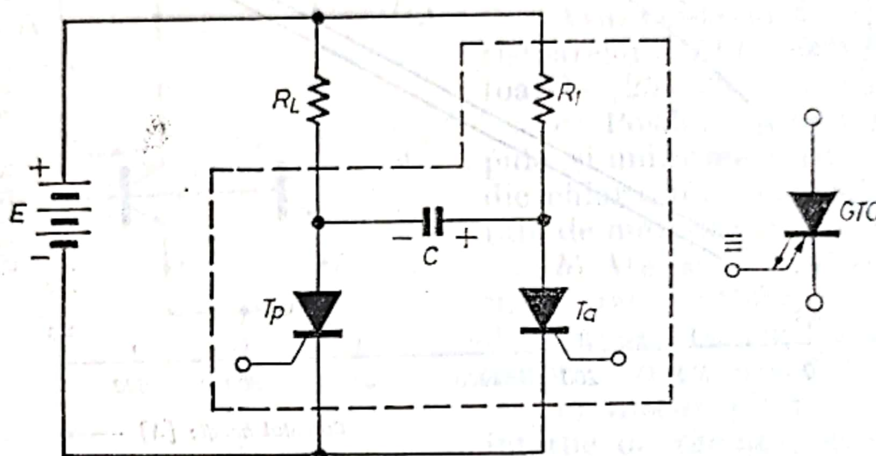


Fig. 2.98. Simplificarea unui circuit de forţă clasic utilizînd două tiristoare convenţionale prin înlocuirea acestora cu un singur tiristor cu blocare de poartă (*GTO*).

2.19. Diacul.

Diacul (**di***ode* **ac** *switch*) este un dispozitiv cu două terminale format din două structuri *pnpn* (diode Shockley) conectate în antiparalel (vezi figura 2.99). Diacul este un dispozitiv bidirecţional, adică este caracterizat prin stări de *on* şi *off* atît pentru polarităţi pozitive, cît şi cele negative ale tensiunii anodice. În consecinţă, diacul este utilizat în aplicaţii de curent alternativ (de unde provine şi denumirea sa de *ac switch*).

Comutatorul bidirecţional *pnpn* (*diacul*) integrează în aceeaşi structură două diode Shockley, conectate în antiparalel. Simetria structurii diacului se traduce printr-un comportament identic la ambele polarităţi ale tensiunii aplicate. Caracteristica curent (I) — tensiune (V) şi simbolul diacului sînt prezentate în figura 2.100. La aplicarea unei tensiuni pozitive pe terminalul M_1 (vezi figura 2.99.*b*), devine operaţională structura $p_1n_1p_2n_2$ a diacului, în timp ce structura adiacentă $p_1n_1p_2n_2$ este blocată în invers. În momentul în care tensiunea pozitivă aplicată pe M_1 atinge valoarea tensiunii de breakover (V_{FBO}) structura $p_1n_1p_2n_2$ a diacului intră în conducţie directă (*on*). Polarităţii pozitive a tensiunii pe terminalul M_1 îi corespunde caracteristica statică $I—V$ din cadranul I. La aplicarea unei tensiuni negative pe terminalul M_1 (în raport cu M_2), structura $p_1n_1p_2n_2$

este blocată în invers, operațională devenind structura $p_1'n_1'p_2'n_2'$ a diacului. Atunci cînd tensiunea negativă pe terminalul M_1 atinge valoarea V_{FBO}, structura $p_1'n_1'p_2'n_2'$ a diacului intră în conducție directă (*on*). Funcționarea dispozitivului în acest caz este descrisă de caracteristica statică $I - V$ din cadranul III.

Din cele prezentate rezultă că ***diacul blochează tensiunile aplicate de ambele polarități și conduce în direct în ambele sensuri.*** Comutarea diacului din starea *off* în starea *on* se efectuează prin aplicarea unei tensiuni egale cu V_{FBO}. Amorsarea parazită a diacului se efectuează prin *efectul* dv/dt (vezi §2.9.1).

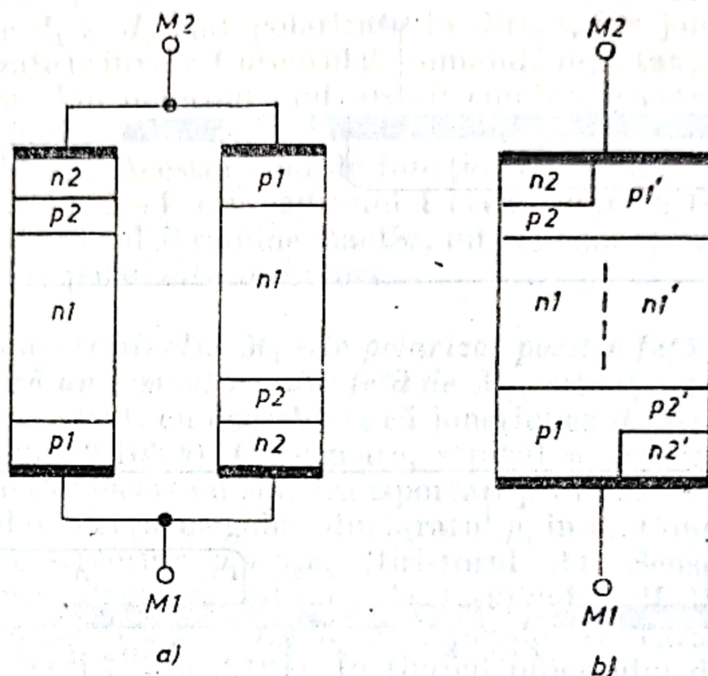


Fig. 2.99. Ilustrarea modalității de integrare a două diode Shockley conectate în antiparalel (*a*) în structura unui diac (*b*).

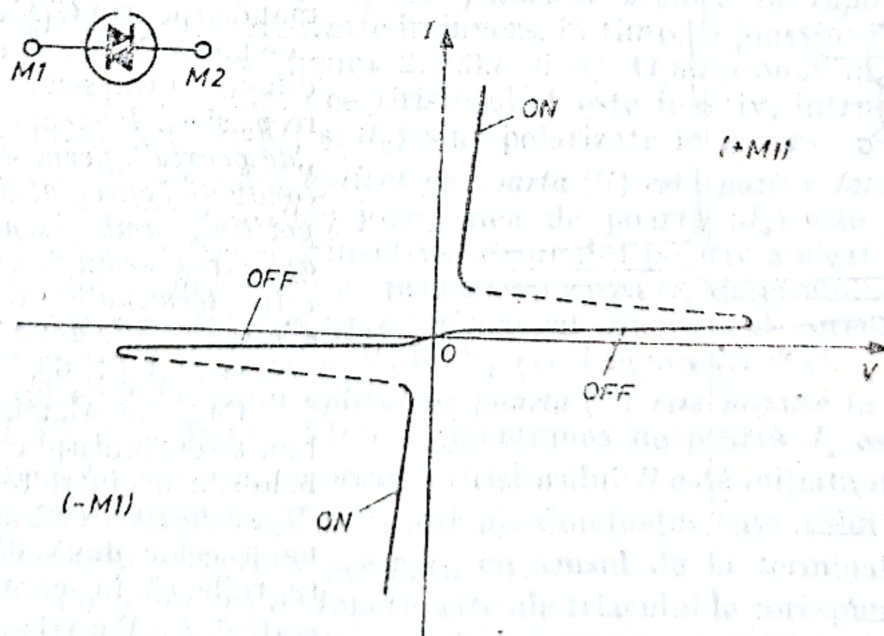


Fig. 2.100. Simbolul și caracteristica curent (I) — tensiune (V) a unui diac.

2.20. Triacul

Triacul (**tri***ode* **a**c *switch*) este un tiristor bidirecţional cu trei terminale, avînd o structură internă formată din şase straturi semiconductoare, care delimitează cinci joncţiuni *pn* [6] (vezi figura 2.101). Triacul este format de fapt din integrarea pe aceeaşi structură a două tiristoare convenţionale conectate în antiparalel: tiristorul *A* ($p_1n_1p_2n_2$) şi tiristorul *B* ($p_2n_1p_1n_4$). Metalizările emitorilor n_2 şi n_4 se extind peste straturile p_2 şi respectiv p_1 astfel încît pot servi ca terminale de contact atît pentru emitorul de catod, cît şi pentru cel de anod. Funcţionarea ambelor tiristoare (*A* şi *B*) este controlată de un singur terminal de comandă (poarta *G*). Joncţiunea „de poartă" (J_4) este formată din straturile semiconductoare p_2 şi n_3. *Prezenţa joncţiunii „de poartă" permite controlul conducţiei curentului prin dispozitiv în ambele sensuri, prin aplicarea semnalelor bipolare între terminalul G şi unul dintre celelalte două terminale* (M_1 *şi* M_2) [4, 6].

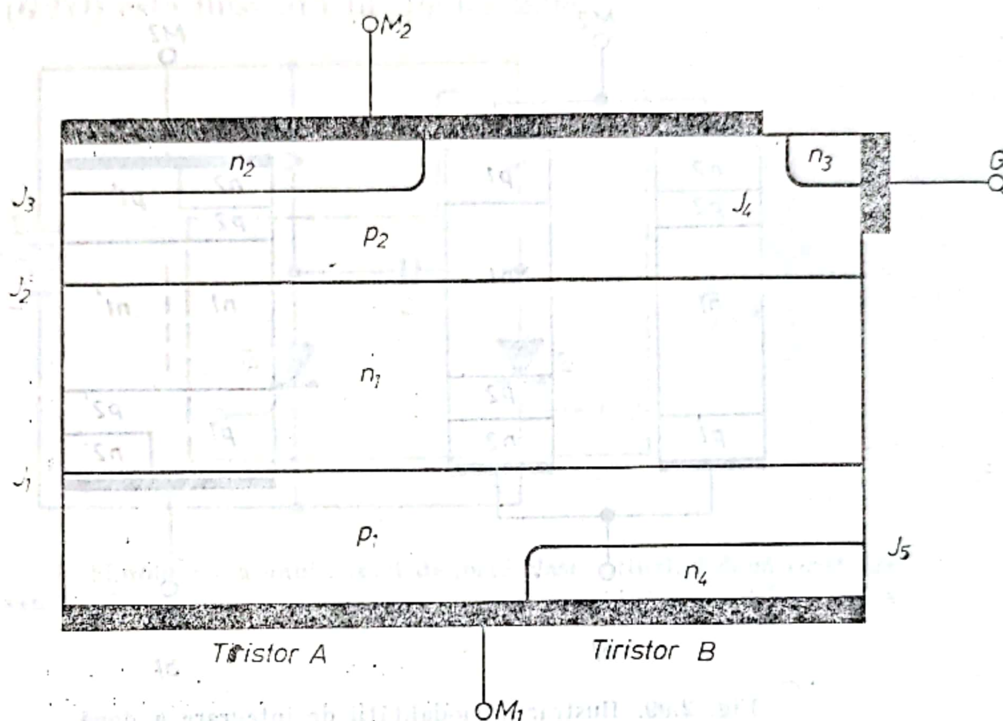


Fig. 2.101. Structura unui triac.

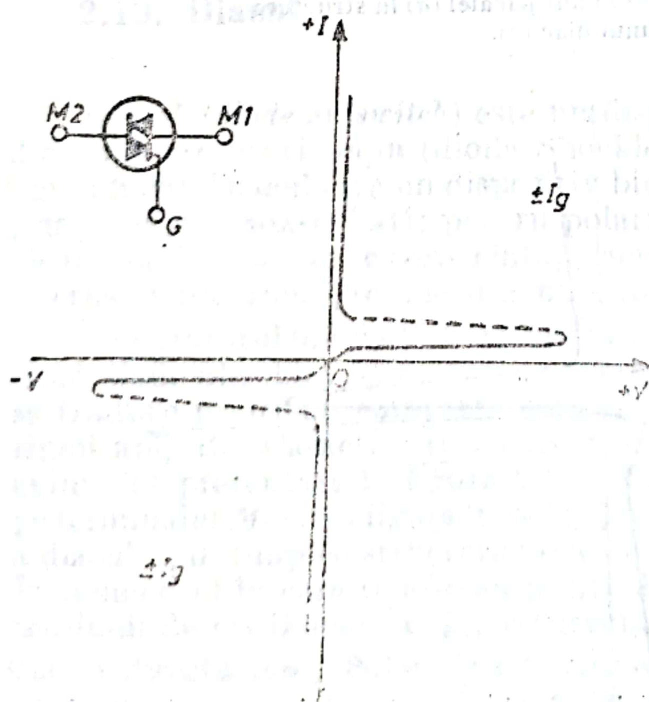


Fig. 2.102. Simbolul şi caracteristica curent (*I*) – tensiune (*V*) a unui triac.

Ca şi diacul, triacul poate bloca tensiuni aplicate în ambele sensuri între terminalele M_1 şi M_2. Această similitudine a celor două dispozitive se reflectă în caracteristica statică *I—V* a triacului (vezi figura 1.102). Spre deosebire

însă de diac, funcționarea triacului este controlată de semnalul ($\pm I_G$) aplicat pe poartă. Datorită acestei proprietăți, triacul este utilizat în circuite de curent alternativ, aplicațiile sale cele mai frecvente fiind în domeniul controlului vitezei motoarelor, a temperaturii, a iluminării etc. [6].

Principiul de funcționare al triacului [4, 6] este descris în conjuncție cu figura 2.103.

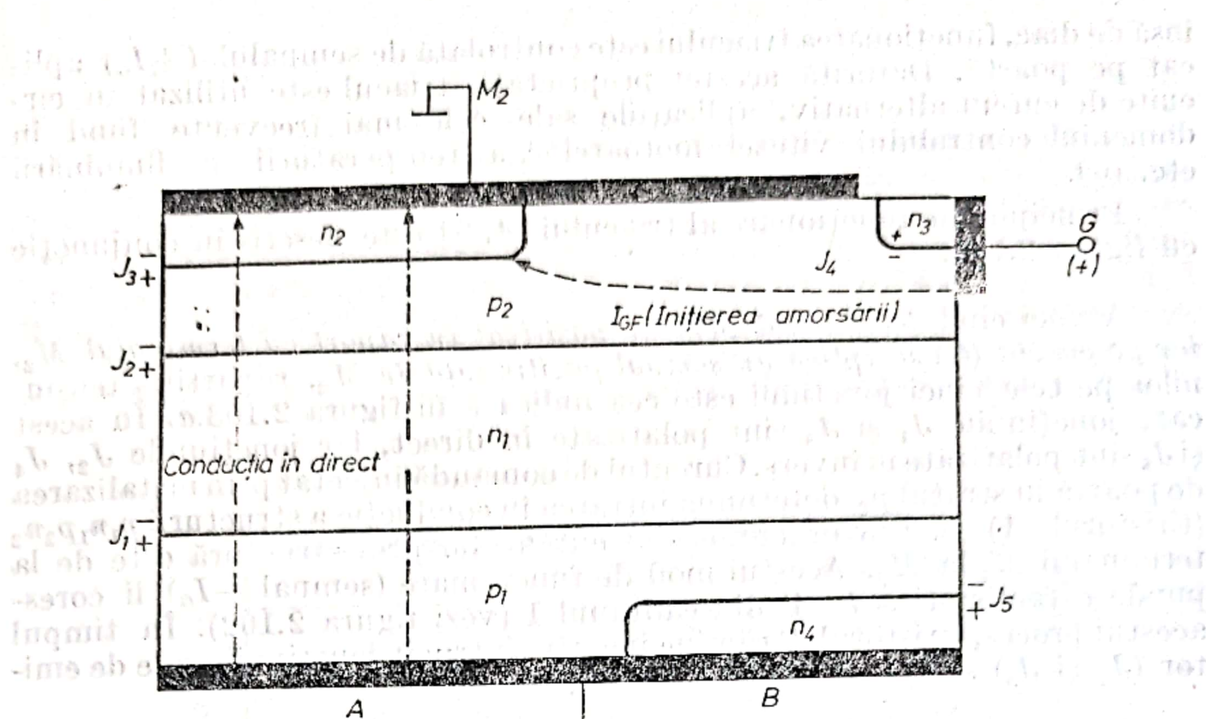
Atunci cînd *terminalul M_1 este pozitivat în raport cu terminalul M_2, iar pe poartă (G) se aplică un semnal pozitiv față de M_2,* repartiția tensiunilor pe cele cinci joncțiuni este cea indicată în figura 2.103.*a*. În acest caz, joncțiunile J_1 și J_3 sînt polarizate în direct, iar joncțiunile J_2, J_4 și J_5 sînt polarizate în invers. Curentul de comandă injectat prin metalizarea de poartă în stratul p_2 determină intrarea în conducție a structurii $p_1n_1p_2n_2$ (tiristorul *A*). Sensul de curgere al curentului prin structură este de la terminalul M_1 la M_2. Acestui mod de funcționare (semnal $+I_G$) îi corespunde caracteristica $I-V$ din cadranul I (vezi figura 2.102). În timpul acestui proces, tiristorul *B* rămîne inactiv, întrucît joncțiunile sale de emitor (J_2 și J_5) sînt polarizate în invers.

În cazul cînd *terminalul M_1 este polarizat pozitiv față de M_2, însă pe poarta G se aplică un semnal negativ față de M_2,* situația este identică cu cea din cazul precedent, cu deosebirea că joncțiunea J_4 este polarizată în direct (vezi figura 2.103.*b*). Ca urmare, stratul n_3 va injecta electroni în stratul p_2. Acești electroni sînt transportați prin baza n_1 la joncțiunea J_1, determinînd o injecție de goluri din stratul p_1 în n_1. Conducția în direct este preluată de structura $p_1n_1p_2n_2$ (tiristorul *A*). Sensul de curgere al curentului prin structură este de la terminalul M_1 la M_2. Acestui mod de funcționare (cazul $-I_G$) îi corespunde tot caracteristica $I-V$ din cadranul I (vezi figura 2.102). În timpul procesului descris mai sus, tiristorul *B* rămîne inactiv, întrucît joncțiunile sale de emitor (J_2 și J_5) sînt polarizate în invers.

Atunci cînd *terminalul M_1 este polarizat negativ în raport cu M_2,* joncțiunile J_1 și J_3 sînt polarizate în invers, în timp ce joncțiunile J_2 și J_5 sînt polarizate în direct (figura 2.103.*c* și *d*). Operațional în acest caz devine tiristorul *B*, în timp ce tiristorul *A* este inactiv, întrucît ambele sale joncțiuni de emitor (J_1 și J_3) sînt polarizate în invers.

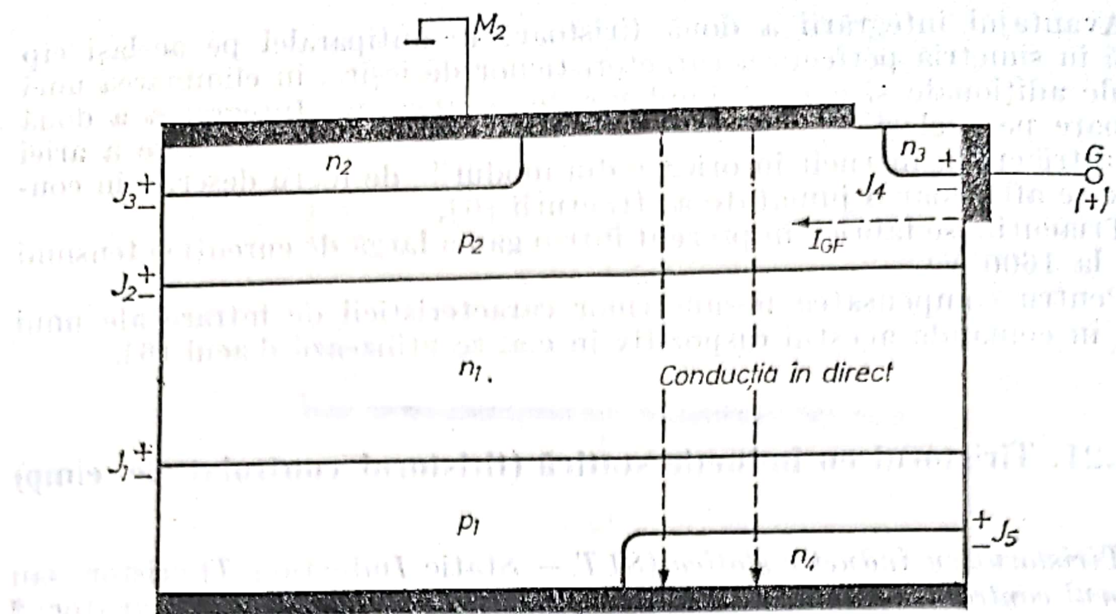
În cazul cînd *semnalul aplicat pe poartă (G) este pozitiv față de terminalul M_2* (vezi figura 2.10.*c*) joncțiunea de poartă (J_4) este polarizată în invers, fiind în consecință inactivă. Semnalul pozitiv aplicat pe poartă este injectat direct în stratul p_2 prin metalizarea *G*, determinînd intrarea în conducție a structurii $p_2n_1p_1n_4$ (tiristorul *B*). Sensul curentului prin structură este de la terminalul M_2 la M_1 (vezi figura 2.103.*c*).

În cazul cînd *semnalul aplicat pe poartă (G) este negativ în raport cu terminalul M_2* (vezi figura 2.103.*d*), joncțiunea de poartă J_4 este polarizată în direct. Ca urmare, amorsarea tiristorului *B* este inițiată de injecția de electroni din stratul n_3 în stratul p_2. Conducția curentului în direct se stabilește prin structura $p_2n_1p_1n_4$, cu sensul de la terminalul M_2 la M_1. Acestor două moduri de funcționare ale triacului le corespunde caracteristica $I-V$ din cadranul III (vezi figura 2.102).



a)

M2
n2
n3
G
(–)
J3
J4
p2
J2
Conducția în direct
n1
J1
p1
n4
A
B
+ M
b)



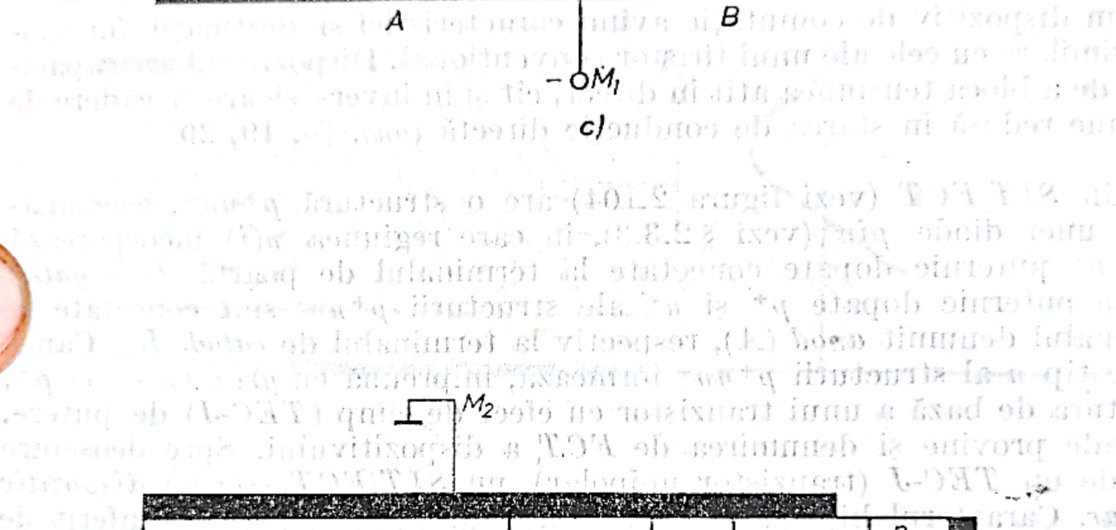


Fig. 2.103. Ilustrarea principiului de funcţionare şi a sensului de curgere a curentului în conducţie directă în cele patru moduri posibile de amorsare ale unui triac.

Avantajul integrării a două tiristoare în antiparalel pe același cip rezidă în simetria perfectă a caracteristicilor de ieșire, în eliminarea unei capsule adiționale și a conexiunilor externe aferente. Integrarea a două tiristoare pe același cip are însă drept consecință o subutilizare a ariei utile a triacului, întrucît în oricare din modurile de lucru descrise în conducție se află doar o jumătate a structurii [6].

Triacurile se fabrică în prezent într-o gamă largă de curenți și tensiuni (pînă la 1600 V).

Pentru compensarea nesimetriilor caracteristicii de intrare ale unui triac, în comanda acestui dispozitiv în c.a. se utilizează diacul [6].

2.21. Tiristorul cu inducție statică (tiristorul controlat de cîmp)

Tiristorul cu inducție statică (*SIT* — Static Induction Thyristor) sau *tiristorul controlat* (*cu efect*) *de cîmp* (*FCT* — Field-Controlled Thyristor) * este un dispozitiv de comutație avînd caracteristici și destinații funcționale similare cu cele ale unui tiristor convențional. Dispozitivul are capacitatea de a bloca tensiunea atît în direct, cît și în invers și are o cădere de tensiune redusă în starea de conducție directă (*on*), [6, 19, 20].

Un *SIT/FCT* (vezi figura 2.104) are o structură p^+nn^+, asemănătoare unei diode *pin* (vezi § 2.3.3), în care regiunea $n(i)$ încorporează zone p^+ puternic dopate conectate la terminalul de poartă (*G* — *gate*). Zonele puternic dopate p^+ și n^+ ale structurii p^+nn^+ sînt conectate la terminalul denumit *anod* (*A*), respectiv la terminalul de *catod* (*K*). Canalul de tip n al structurii p^+nn^+ formează, împreună cu *grila* (*poarta*) p^+, structura de bază a unui tranzistor cu efect de cîmp (*TEC-J*) de putere, de unde provine și denumirea de *FCT* a dispozitivului. Spre deosebire însă de un *TEC-J* (tranzistor unipolar), un *SIT/FCT este un dispozitiv bipolar*. Caracterul bipolar al structurii unui *SIT/FCT* este conferit de prezența stratului p^+ de anod. **

Principiul de funcționare al dispozitivului este următorul [6, 19, 20].

Atunci cînd *pe anod* (*A*) *se aplică o tensiune pozitivă față de catod* (*K*), *iar poarta* (*G*) *este lăsată în gol* (figura 2.104.*a*), dispozitivul se află în starea de conducție directă (*on*). În acest regim de lucru, *SIT/FCT* se comportă ca o diodă p^+in^+ la nivel mare de injecție (vezi § 2.3.3). Curentul prin dispozitiv este format de golurile și electronii injectați de stratul de anod p^+, respectiv de stratul de catod n^+, în canalul n. Caracterul bipolar al injecției, modulează (micșorează) substanțial rezistivitatea canalului n, ceea ce are drept consecință o valoare redusă a căderii de tensiune pe dispozitiv în starea *on*.

---

* Denumirea de *Static Induction Thyristor* (*SIT*) este utilizată de firmele japoneze (de exemplu, *Hitachi*), prin analogie cu tranzistorul omonim (*Static Induction Transistor*). Denumirea comercială a aceluiași dispozitiv, dată de firma General Electric din S.U.A., este de *Field-Controlled Thyristor*.

** Prin eliminarea stratului p^+ de anod și conectarea terminalului *A* direct pe stratul n se obține structura unui *TEC-J* cu canal de tip n.

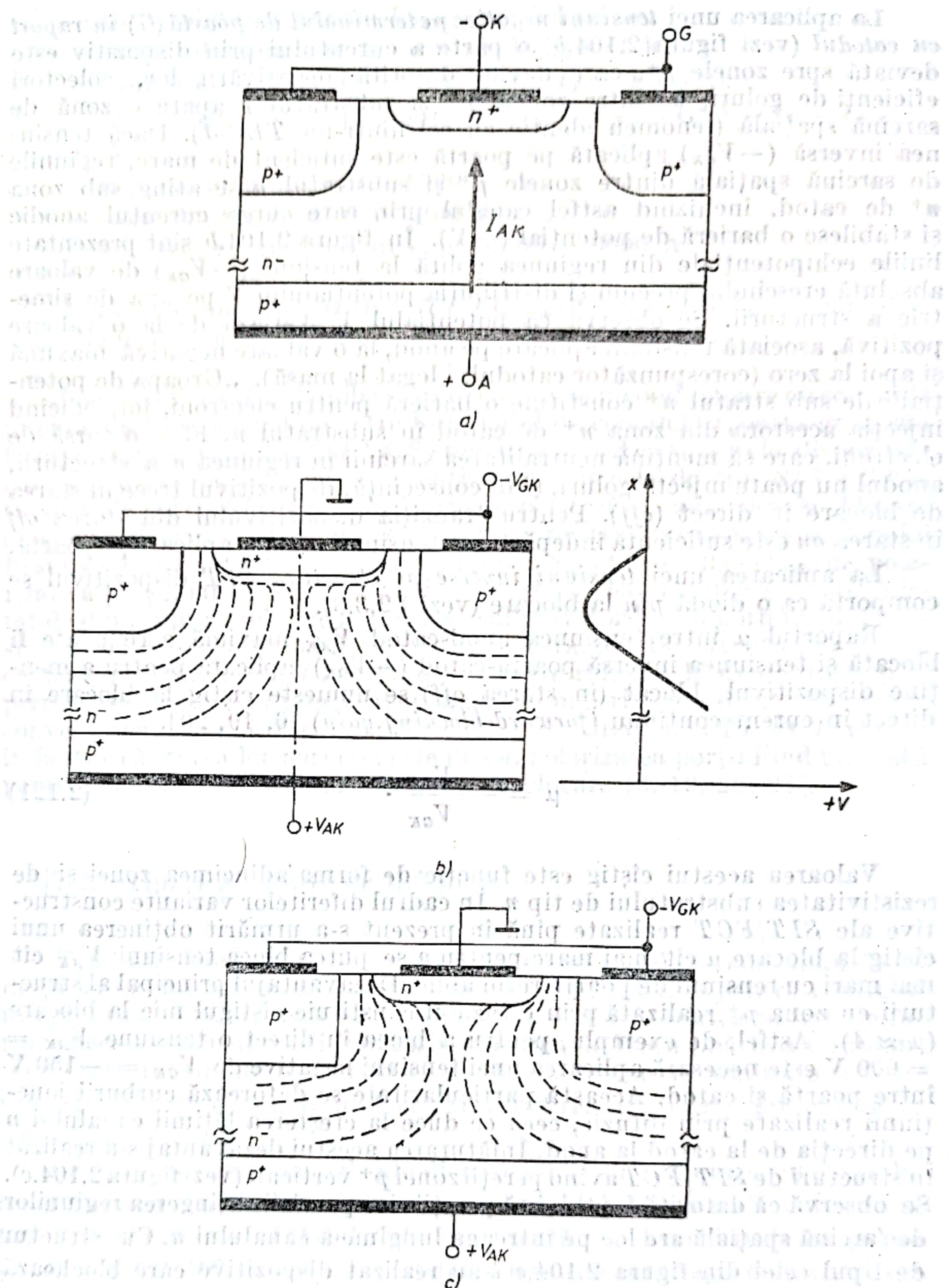


Fig. 2.104. (*a*) Structura clasică a unui *SIT/FCT* aflat în conducție directă; (*b*) Ilustrarea principiului blocării unui *SIT/FCT* prin aplicarea unei tensiuni negative pe poartă ($-V_{GK}$) față de catod și a distribuției de potențial ($+V$) în starea de blocare directă pe axa verticală a dispozitivului; (*c*) Ilustrarea schematică a expansiunii regiunii de sarcină spațială în substratul n al unui *SIT/FCT* la polarizarea cu tensiunea ($-V_{GK}$) a gridului p^+ având pereți paraleli.

La aplicarea unei *tensiuni negative pe terminalul de poartă* (G) *în raport cu catodul* (vezi figura 2.104,*b*) o parte a curentului prin dispozitiv este deviată spre zonele p^+, care devin, datorită negativării lor, colectori eficienţi de goluri, iar între zonele p^+ şi substratul n apare o zonă de sarcină spaţială (fenomen identic cu cel dintr-un *TEC-J*). Dacă tensiunea inversă ($-V_{GK}$) aplicată pe poartă este suficient de mare, regiunile de sarcină spaţială dintre zonele p^+ şi substratul n se ating sub zona n^+ de catod, închizînd astfel canalul prin care curge curentul anodic şi stabilesc o barieră de potenţial ($-V$). În figura 2.104.*b* sînt prezentate liniile echipotenţiale din regiunea golită la tensiuni ($-V_{GK}$) de valoare absolută crescîndă, precum şi distribuţia potenţialului V pe axa de simetrie a structurii. Se observă că potenţialul V variază de la o valoare pozitivă, asociată tensiunii aplicate pe anod, la o valoare negativă maximă şi apoi la zero (corespunzător catodului legat la masă). „Groapa de potenţial" de sub stratul n^+ constituie o barieră pentru electroni, împiedicînd injecţia acestora din zona n^+ de catod în substratul n. Fără o sursă de electroni, care să menţină neutralitatea sarcinii în regiunea n a structurii, anodul nu poate injecta goluri, şi în consecinţă, dispozitivul trece în starea de blocare în direct (*off*). Pentru tranziţia dispozitivului din starea *off* în starea *on* este suficientă îndepărtarea tensiunii inverse aplicate pe poartă.

La aplicarea unei *tensiuni inverse pe structura SIT* dispozitivul se comportă ca o diodă *pin* la blocare (vezi §2.3.3).

Raportul μ între tensiunea anod-catod V_{AK} maximă care poate fi blocată şi tensiunea inversă poartă-catod ($-V_{GK}$) aplicată pentru a menţine dispozitivul blocat (în starea *off*) se numeşte cîştig la blocare în direct în curent continuu (*forward blocking gain*) [6, 19, 20].

$$\mu = -\frac{V_{AK}}{V_{GK}}. \tag{2.121}$$

Valoarea acestui cîştig este funcţie de forma/adîncimea zonei şi de rezistivitatea substratului de tip n. În cadrul diferitelor variante constructive ale *SIT/FCT* realizate pînă în prezent s-a urmărit obţinerea unui cîştig la blocare μ cît mai mare pentru a se putea bloca tensiuni V_{AK} cît mai mari cu tensiuni de poartă rezonabile. Dezavantajul principal al structurii cu zona p^+ realizată prin difuzie îl constituie cîştigul mic la blocare ($\mu \approx 4$). Astfel, de exemplu, pentru a bloca în direct o tensiune $V_{AK} = 600$ V este necesară aplicarea unei tensiuni negative de $V_{GK} = -150$ V între poartă şi catod. Această particularitate se datorează curburii joncţiunii realizate prin difuzie, ceea ce duce la creşterea lăţimii canalului n pe direcţia de la catod la anod. Înlăturarea acestui dezavantaj s-a realizat în structuri de *SIT/FCT* avînd pereţii zonei p^+ verticali (vezi figura 2.104.*c*). Se observă că datorită faptului că pereţii sînt paraleli, atingerea regiunilor de sarcină spaţială are loc pe întreaga lungime a canalului n. Cu structur de tipul celei din figura 2.104.*c* s-au realizat dispozitive care blochează tensiuni directe $V_{AK} = 1000$ V prin aplicarea unei tensiuni inverse pe poartă de numai $V_{GK} = -32$ V. Cele mai performante dispozitive de tip *SIT/FCT*, utilizînd zone p^+ „îngropate", au următorii parametri electrici de bază:

— Tensiunea maximă de blocare anod-catod $V_{AK} = 2500$ V;

— curentul mediu anodic $I_{T(AV)} = 300$ A;
— timpul de amorsare $t_{on} = 2$ μs (la $I_T = 1$ kA);
— timpul de blocare $t_{off} = 3{,}1$ μs (la $I_T = 1$ kA);
— căderea de tensiune în conducție directă $V_T = 1{,}8$ V la $i_T = I_{T(AV)} = 300$ A;
— capabilitatea în $dv/dt > 1000$ V/μs;
— capabilitatea în $di/dt > 1400$ A/μs;
— curentul anodic maxim controlabil $= 3000$ A.

Realizarea unor dispozitive *SIT/FCT* performante este asociată unor tehnologii elaborate, deci unor costuri mari de fabricație.

Locul *SIT/FCT* în familia dispozitivelor semiconductoare cu comanda integrală a funcționării de către terminalul de comandă (poartă/grilă sau bază) este ilustrat în *Tabelul 2.4.* Se remarcă faptul că singurele dispozitive care pot opera la tensiuni și curenți mari sînt cele de tip *SIT/FCT* și tiristoarele *GTO*. *SIT/FCT* au intrinsec o viteză de amorsare și blocare mai bună decît un tiristor *GTO*, deoarece pentru trecerea dispozitivului în stare de conducție este suficientă îndepărtarea tensiunii ($-V_{GK}$) de polarizare a porții, iar timpul de tranziție din starea *on* în starea *off* este dictat de durata procesului de îndepărtare al purtătorilor minoritari din substratul *n*. Absența ciclului regenerativ, caracteristic structurilor *pnpn*, conferă dispozitivelor *SIT/FCT* o imunitate ridicată la dv/dt static și le permite să opereze la temperaturi maxime mai ridicate decît tiristoarele convenționale sau *GTO*. Dezavantajul dispozitivelor *SIT/FCT* constă în faptul că starea lor normală este de *on*, polarizarea porții fiind utilizată pentru menținerea structurii în stare de blocare [6, 19, 20, 22].

2.22. Tipuri avansate de tiristoare

Tendința dominantă în domeniul dispozitivelor semiconductoare de putere avînd un terminal de comandă (poartă/bază) pentru controlul integral (*on/off*) al proceselor de comutație este micșorarea puterii de intrare necesare funcționării în diferite moduri de lucru (mărirea impedanței de intrare) simultan cu mărirea densității de curent comutate (micșorarea căderii de tensiune în direct, adică a rezistenței r_{on} prezentate în starea *on*) [20, 22].

Caracteristicile principale ale dispozitivelor de comutație cu controlul integral al secvențelor *on/off* de către terminalul de comandă sînt prezentate comparativ în *Tabelul 2.4.* Se observă că dispozitivele unipolare (*TEC-J*, *TEC-MOS*), care au o rezistență mare de intrare, necesită o putere extrem de redusă pentru comanda porții, în timp ce dispozitivele bipolare (tiristorul *GTO*, *SIT/FCT*, tranzistorul bipolar) au ca trăsătură distinctivă densitatea relativ mare a curentului în conducție directă.

Îmbinarea acestor două caracteristici într-un singur dispozitiv s-a realizat prin **integrarea funcțională bipolară — MOS (Bi-MOS)**.

Principiul integrării funcționale *Bi-MOS* care stă la baza realizării dispozitivelor cu „poarta izolată" este ilustrat în figura 2.105. Tranzistorul bipolar *npn*, respectiv *MOS* cu canalul *n*, conectate în configurația Darlington, sînt realizate pe același cip. O tensiune pozitivă de valoare suficient de ridicată aplicată pe terminalul grilei deschide tranzistorul *MOS* care asigură curentul de bază al tranzistorului bipolar. În starea de conducție directă aproape întregul curent prin dispozitiv tranzitează prin tranzistorul bipolar. Atunci cînd tensiunea grilă-sursă (V_{GS}) a tranzistorului *TEC-MOS* este zero, prin structura acestui dispozitiv nu trece curent. Ca urmare, baza tranzistorului bipolar este în gol și în consecință, structura *Bi-MOS* se află în starea *off*. Se observă că: *a*) dispozitivul *Bi-MOS* nu consumă practic putere de intrare, întrucît curentul absorbit de grila tranzistorului *MOS* este practic nul; *b*) în starea *on* comportamentul structurii *Bi-MOS* este dictat în principal de tranzistorul bipolar [20, 22].

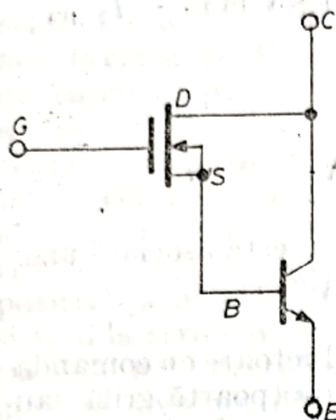


Fig. 2.105. Ilustrarea ideii de integrare funcțională a unui *TEC–MOS* cu un tranzistor bipolar (dispozitiv *Bi–MOS*).

Beneficiile integrării *Bi-MOS* sînt și mai evidente în cazul tiristoarelor, întrucît acestea sînt singurele dispozitive care pot opera la curenți și tensiuni mari.

Dispozitivul realizat pe baza integrării funcționale a unei structuri *pnpn* cu o poartă de tip *MOS* și care s-a impus în ultimii 5 ani poartă denumirea de *tranzistor cu poartă izolată* (*Insulated Gate Transistor = IGT*)*. Structura verticală a unui dispozitiv *IGT* (vezi figura 2.106) este similară cu cea a unui tiristor [20, 22]. Ca urmare, un *IGT* are o capabilitate ridicată de blocare a tensiunii atît în direct, cît și în invers (vezi figura 2.107).

Principiul de funcționare al dispozitivului este următorul. La aplicarea unei *tensiuni pozitive pe terminalul de colector* (*C*) *față de emitor* (*E*), dispozitivul se află în starea de blocare în direct. Amorsarea are loc prin aplicarea unei tensiuni pozitive pe poarta (*G*) *MOS* (față de emitor), care determină apariția unui canal de inversie la interfața dintre baza *p* și oxid (SiO_2). Inițierea conducției în direct are loc prin injecția de electroni din stratul n^+ de emitor în baza *n*, via stratul de inversie. Electronii ajunși la joncțiunea J_1 determină o injecție puternică de goluri din stratul p^+ de colector în baza *n*. Natura bipolară a curentului în starea *on*, format din electronii injectați de emitorul n^+ și din golurile injectate de stratul p^+, modulează conductivitatea bazei *n*, ceea ce se traduce printr-o cădere de tensiune redusă în conducție directă. Calea principală a curentului în conducție directă este cea a componentei de electroni, care urmează traseul: joncțiunea J_1 — poarta *MOS* (vezi figura 2.108). Curentul de goluri urmează traseul: stratul p^+ — baza *n* — baza *p* — emitorul n^+. Pentru prevenirea fenomenului de *latch-up* (*agățare*), care se manifestă prin pierderea controlului porții asupra funcționării dispozitivului *IGT*, tranzisto-

* Dispozitivul poartă și denumirile de *COMFET* (*Conductivity — Modulated — Field — Effect Transistor*) sau *Bipolar — Mode MOSFET*.

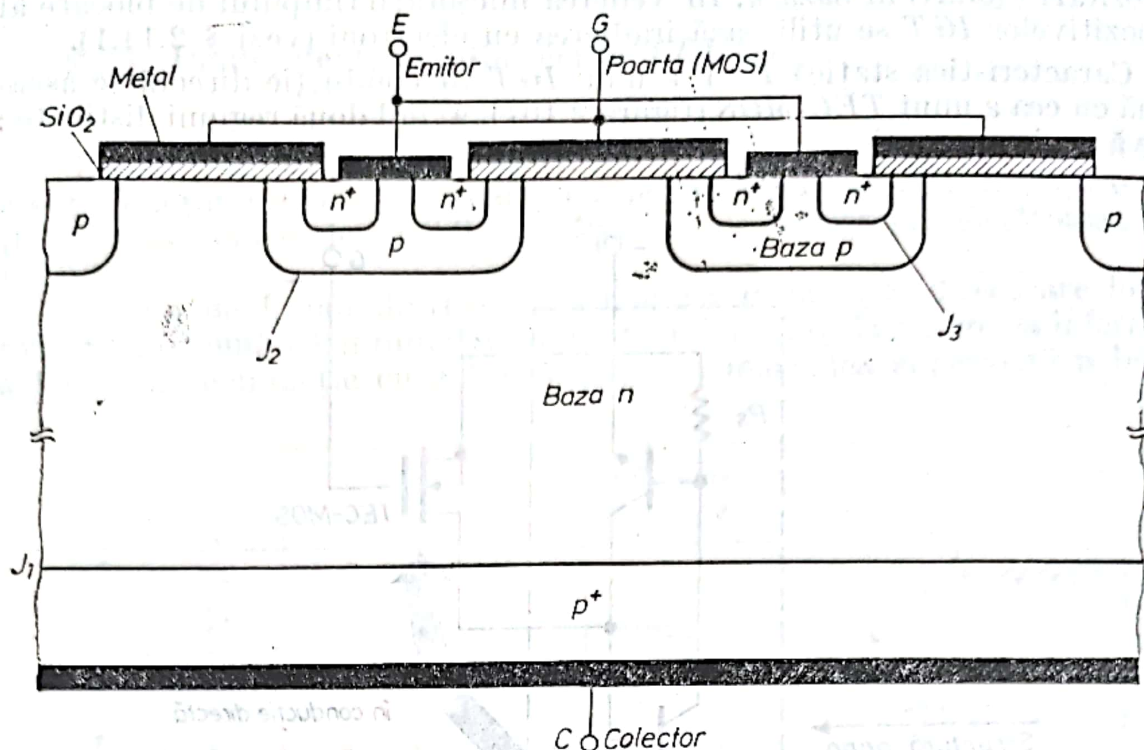


Fig. 2.106. Geometria verticală a structurii unui tranzistor cu poartă izolată (ÎGT).

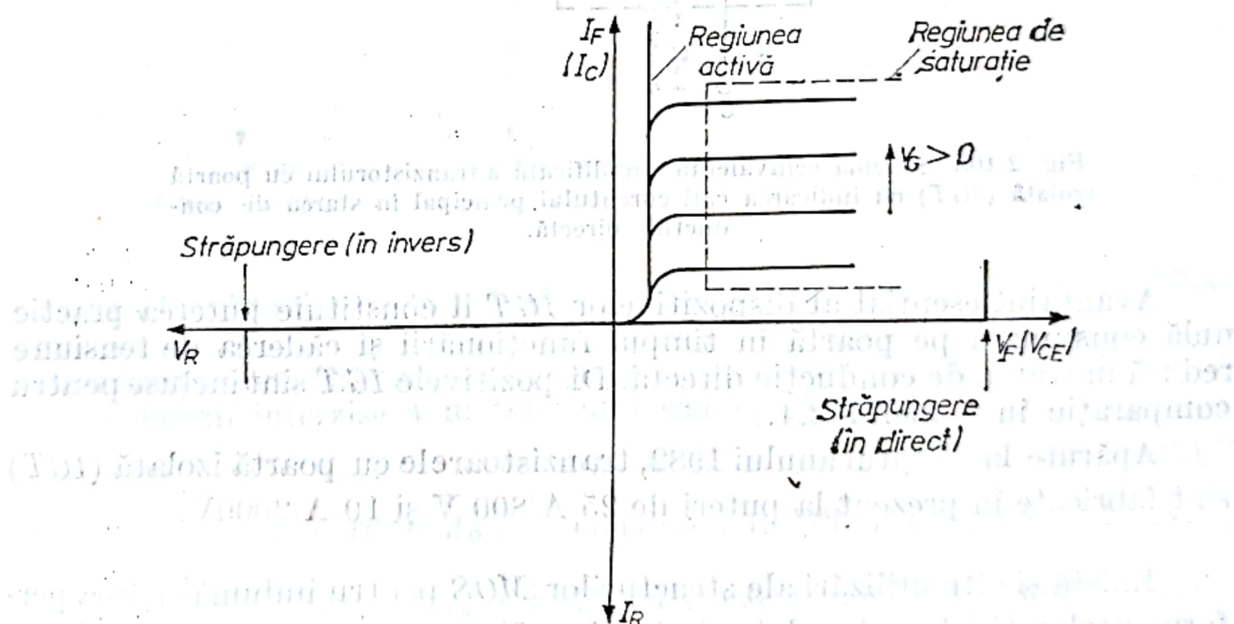


Fig. 2.107. Caracteristica statică de ieșire curent (I) — tensiune (V) a unui tranzistor cu poartă izolată (IGT).

rul *npn* este „inactivat" prin realizarea unor șunturi în emitorul *n*. Prin intermediul acestor șunturi de rezistență R_S (figura 2.108) baza este conectată nemijlocit la metalizarea emitorului. Tranziția dispozitivului *IGT* din starea *on* în starea *off* se realizează prin scăderea la zero a potențialului porții *G*, ceea ce are drept rezultat închiderea practic instantanee a căii de curent prin tranzistorul *MOS* (vezi figura 2.108). Timpul de blocare este determinat în principal de procesul de recombinare al purtătorilor

minoritari (goluri) în baza *n*. În vederea micșorării timpului de blocare al dispozitivelor *IGT* se utilizează iradierea cu electroni (vezi § 2.14.1).

Caracteristica statică *I—V* a unui *IGT* în conducție directă se aseamănă cu cea a unui *TEC-MOS* (figura 2.107), avînd două regiuni distincte: activă și de saturație.

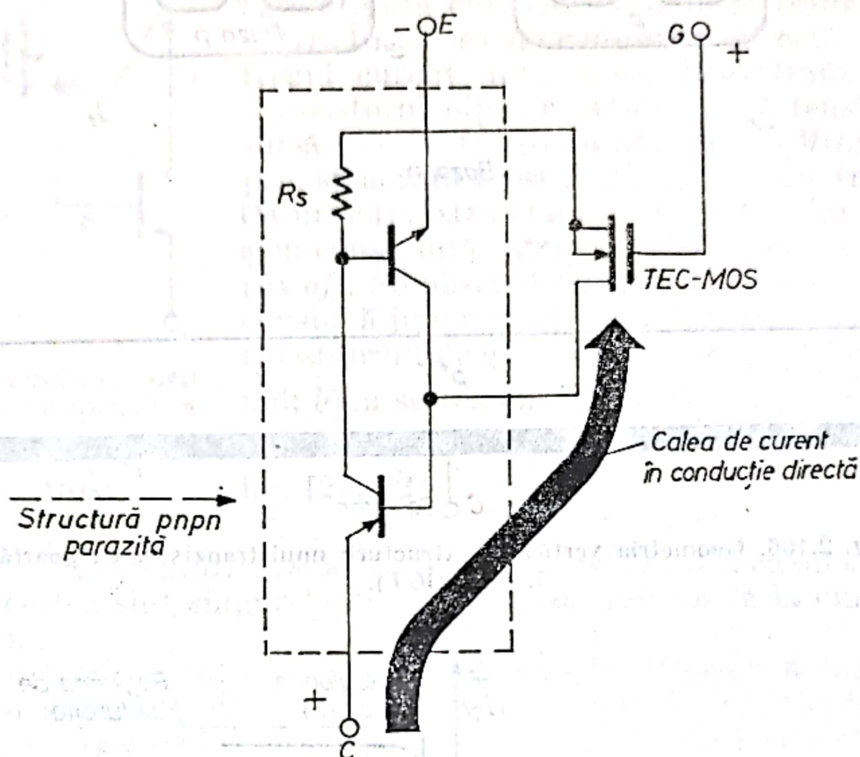


Fig. 2.108. Schema echivalentă simplificată a tranzistorului cu poartă izolată (*IGT*) cu indicarea căii curentului principal în starea de conducție directă.

Avantajul esențial al dispozitivelor *IGT* îl constituie puterea practic nulă consumată pe poartă în timpul funcționării și căderea de tensiune redusă în starea de conducție directă. Dispozitivele *IGT* sînt incluse pentru comparație în Tabelul 2.4.

Apărute la sfîrșitul anului 1982, tranzistoarele cu poartă izolată (*IGT*) sînt fabricate în prezent la puteri de 25 A/800 V și 10 A/2000V.

Există și alte utilizări ale structurilor *MOS* pentru îmbunătățirea performanțelor tiristoarelor de putere. Una dintre acestea o constituie șunturile de catod controlate de structuri *MOS*, care înlătură dezavantajele principale ale șunturilor convenționale. Utilizarea structurilor *MOS* în tiristoare *GTO* a condus la apariția dispozitivului *MOS GTO*, a cărui blocare se bazează pe devierea curentului principal printr-o cale de joasă impedanță. Ideea aplicării *integrării funcționale Bi-MOS* în tehnologia tiristoarelor cîștigă din ce în ce mai mult teren, fiind una dintre tendințele dominante în domeniul cercetărilor vizînd ameliorarea performanțelor dispozitivelor bazate pe structura *pnpn* [20, 22].

2.23. Diode electroluminescente *(LED)*

Diodele electroluminescente (*LED — Light Emitting Diodes*) sînt în esență joncțiuni semiconductoare care, polarizate direct, emit radiații optice (fotoni) în zonele de vizibil și infraroșu ale spectrului electromagnetic [6, 16].

Emisia de fotoni dintr-o joncțiune *pn* polarizată direct are loc ca urmare a recombinării radiative a electronilor aflați la marginea inferioară a benzii de conducție cu golurile aflate la marginea superioară a benzii

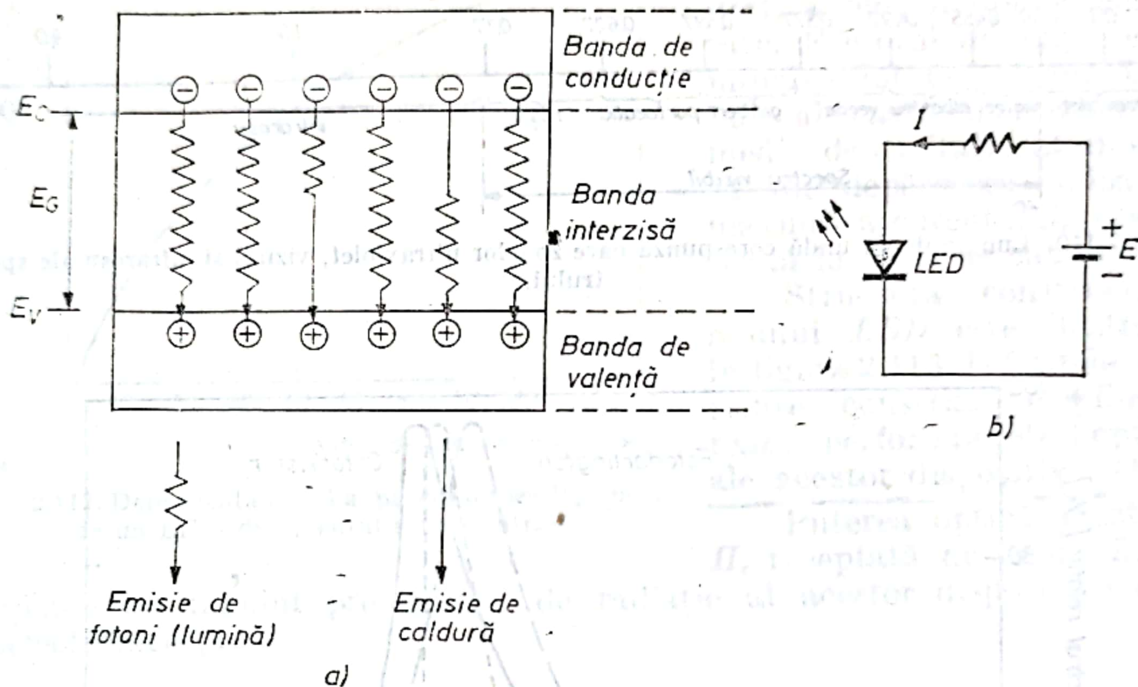


Fig. 2.109. Recombinarea bandă-bandă într-un semiconductor (*a*) și polarizarea unui *LED*(*b*).

de valență (vezi figura 2.109). Energia fotonilor emiși corespunde lățimii E_G a benzii interzise a materialului semiconductor

$$h\nu = E_G \tag{2.123}$$

unde $h = 6{,}626 \times 10^{-34}$ Js este constanta lui Planck iar ν este frecvența fotonului.

Lungimea de undă λ_c a radiației emise rezultă înlocuind în (2.123) $\nu = c/\lambda$ ($c = 2{,}997 \times 10^8$ m/s este viteza luminii):

$$\lambda_c = \frac{hc}{E_G} \tag{2.124}$$

care se rescrie înlocuind valorile numerice pentru h și c

$$\lambda_c = \frac{1{,}24}{E_G[\text{eV}]}\ [\mu\text{m}]. \tag{2.125}$$

Pentru excitarea optică a dispozitivelor semiconductoare din siliciu sînt utilizate *LED*-uri realizate din GaAs ($E_G = 1{,}42$ eV la 300 K). Conform relației (2.125), lungimea de undă λ_c, corespunzătoare maximului emisiei luminoase a unui *LED* din GaAs este

$$\lambda_c = \frac{1{,}24}{1{,}42\ (\text{eV})} \approx 0{,}87\ \mu\text{m} \qquad (2.126)$$

Această lungime de undă corespunde zonei de infraroșu a spectrului energiei radiante (vezi figura 2.110). Distribuția emisiei spectrale a *LED*-urilor din GaAs este prezentată în figura 2.111 împreună cu sensibilitatea relativă în răspuns la excitația optică a unor dispozitive optoelectronice de putere. Se observă că diodele electroluminescente cu emisie luminoasă în

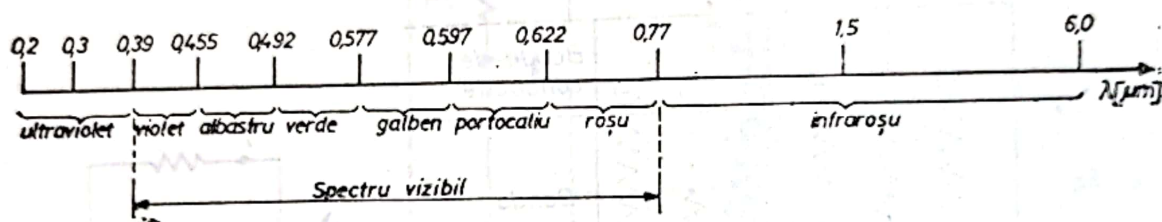


Fig. 2.110. Lungimile de undă corespunzătoare zonelor ultraviolet, vizibil și infraroșu ale spectrului.

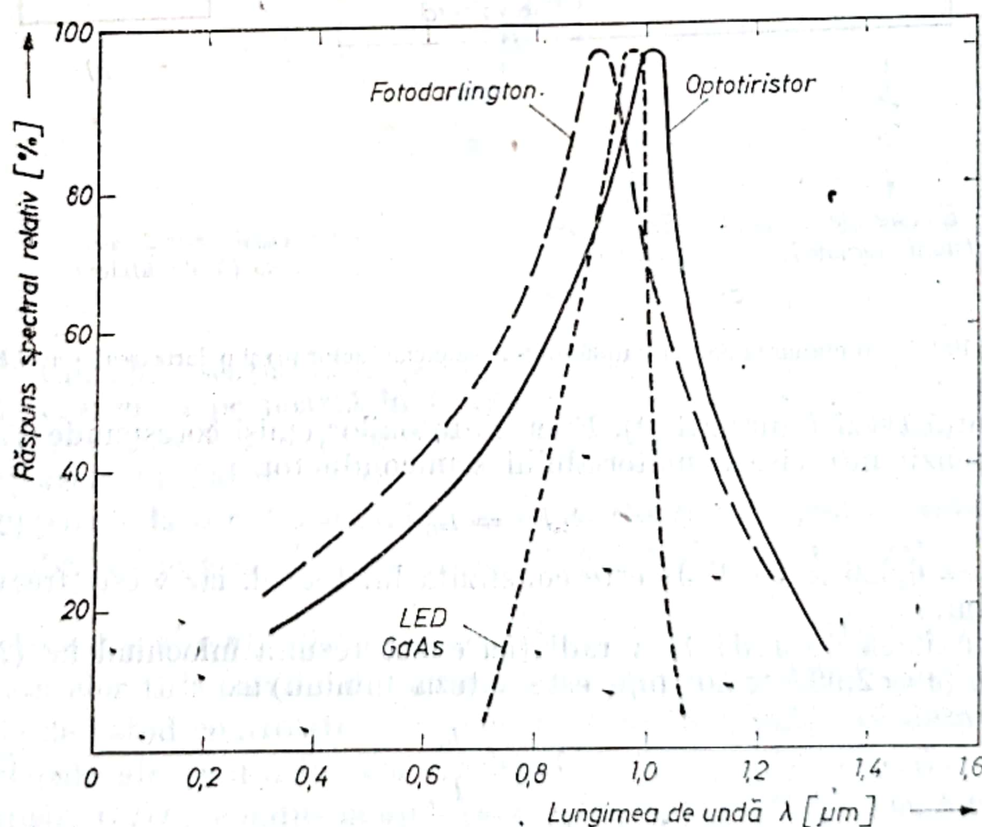


Fig. 2.111. Intensitatea relativă a emisiei luminoase pentru diodele electroluminiscente din GaAs și sensibilitatea relativă în răspuns la excitația optică a fototranzistorului și fototiristorului din siliciu.

infraroşu sînt cele mai adecvate pentru comanda optică a dispozitivelor semiconductoare din siliciu (vezi § 2.8.2 şi 2.17).

O caracteristică relevantă a unui *LED* este dependenţa puterii optice emise H_0 (în mW) de curentul de intrare (vezi figura 2.112). Eficienţa unui *LED* (*puterea optică generată la un curent de excitaţie constant*) scade odată cu creşterea temperaturii ambiante T_A, întrucît în acest caz, în procesele de recombinare, tranziţiile indirecte * (via trape) capătă o pondere crescîndă.

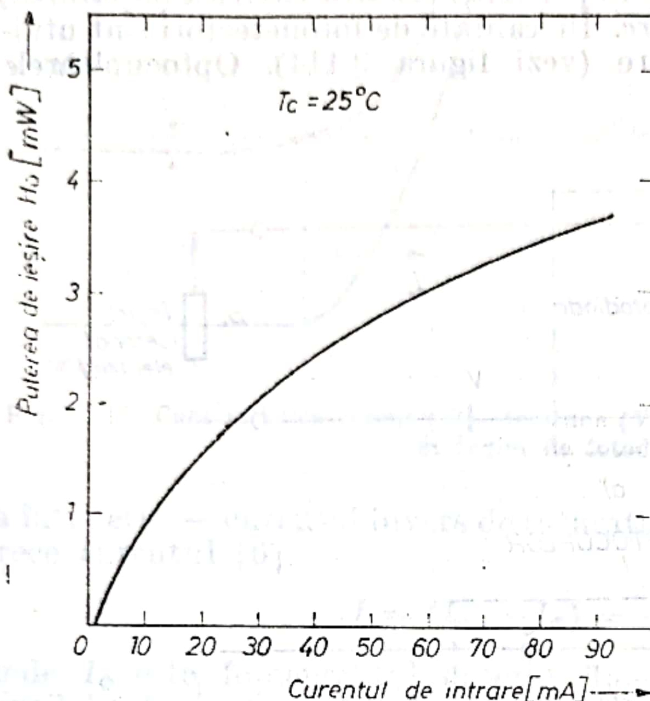


Fig. 2.112. Dependenţa tipică a puterii optice H_0 emise de un *LED* de curentul său de intrare.

Comanda diodelor electroluminescente în impulsuri permite mărirea amplitudinii curentului de excitaţie şi, deci, a puterii optice generate. Factorul de umplere al impulsurilor de curent trebuie ales astfel încît curentul mediu de excitaţie al diodei să nu depăşească valoarea maximă a curentului, specificată în foaia de catalog.

Structura constructivă a unui *LED* este ilustrată în figura 2.113. Diferitele variante constructive influenţează performanţele optice ale acestor dispozitive [16].

Puterea optică efectivă H_e receptată de la un *LED* depinde de unghiul preferenţial de radiaţie al acestor dispozitive optoelectronice [16].

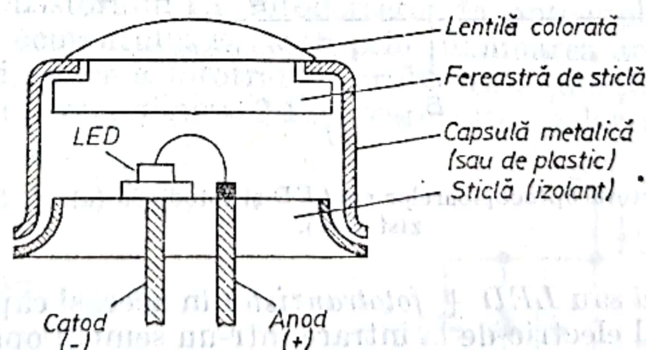


Fig. 2.113. Structura unui *LED*.

* În materiale semiconductoare cu valori mari ale lăţimii benzii interzise E_G (cum este de exemplu GaAs), pe lingă recombinările radiative bandă-bandă, caracterizate prin trecerea directă a unui electron din banda de conducţie în banda de valenţă şi recombinarea sacu un gol, simultan cu emisia unui foton, sînt foarte probabile tranziţiile indirecte, prin intermediul trapelor situate în banda interzisă a semiconductorului. Trecerea electronilor din banda de conducţie în cea de valenţă prin intermediul trapelor este însoţită, atît de degajare de căldură (fononi) cît şi de emisie radiantă (vezi figura 2.109.*a*).

2.24. Optocuploare

Optocuploarele (fotocuploarele) sînt formate prin combinarea într-o singură capsulă a unei diode electroluminescente (*LED*) și a unui dispozitiv sensibil la lumină (fotodetector) [6]. Optocuploarele își găsesc utilizare în acele aplicații în care este importantă *izolarea electrică (separarea) semnalului de intrare de cel de ieșire*. În calitate de fotodetectori sînt utilizate fotodiode și fototranzistoare (vezi figura 2.114). Optocuploarele

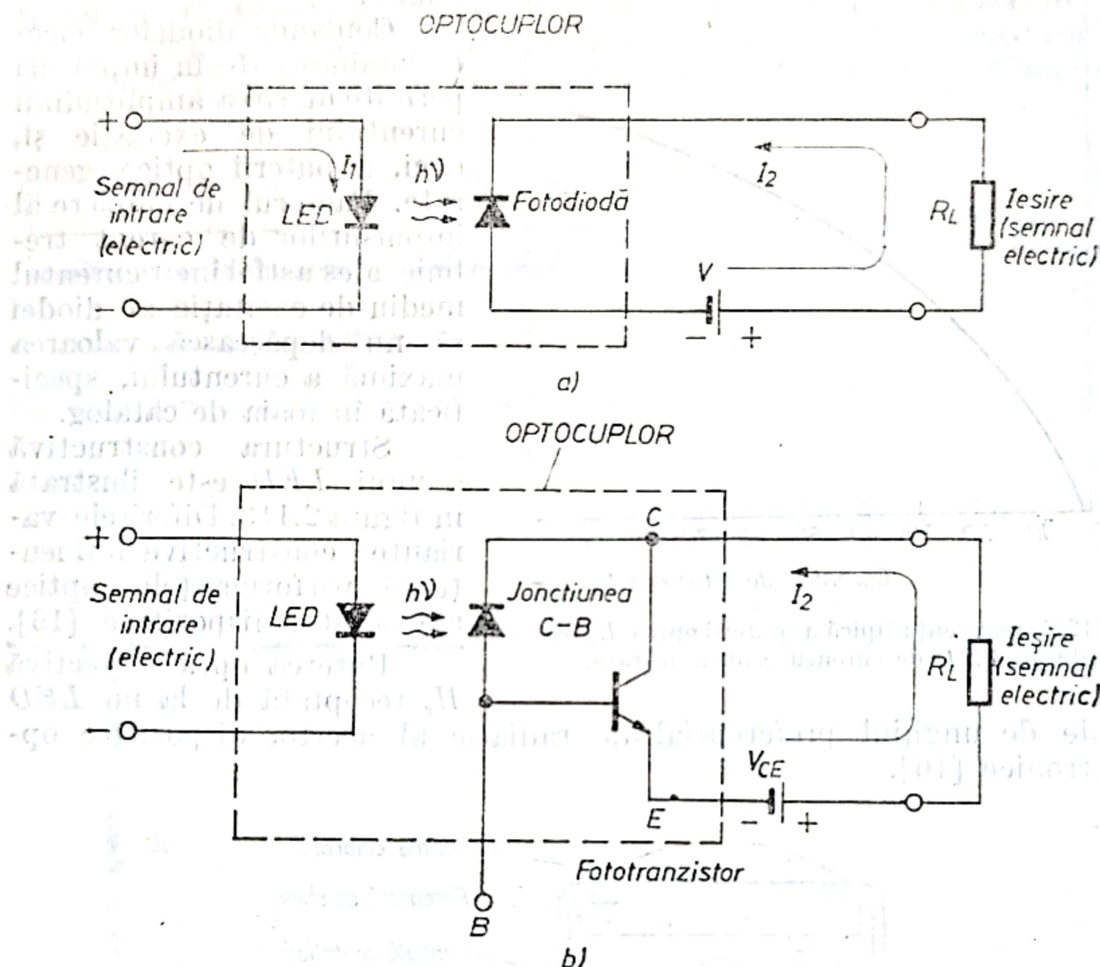


Fig. 2.114. Structura optocuploarelor cu *LED* și fotodiodă (*a*), cu *LED* și fototranzistor (*b*).

(*LED* + *fotodiodă* sau *LED* + *fototranzistor* în aceeași capsulă) transformă succesiv, semnalul electric de la intrare într-un semnal optic care, receptat de fotodetector, este reconvertit în semnal electric, furnizat în sarcina R_L (vezi figura 2.114).

Principiul de funcționare al optocuploarelor se bazează pe modificarea caracteristicii curent (I) — tensiune (V) a unui fotodetector, datorită generării perechilor de electron-gol într-o joncțiune *pn* iluminată.

În cazul funcționării unei joncțiuni *pn* ca fotodiodă (vezi figura 2.115), prin dispozitivul polarizat invers de o sursă de tensiune externă, trece —

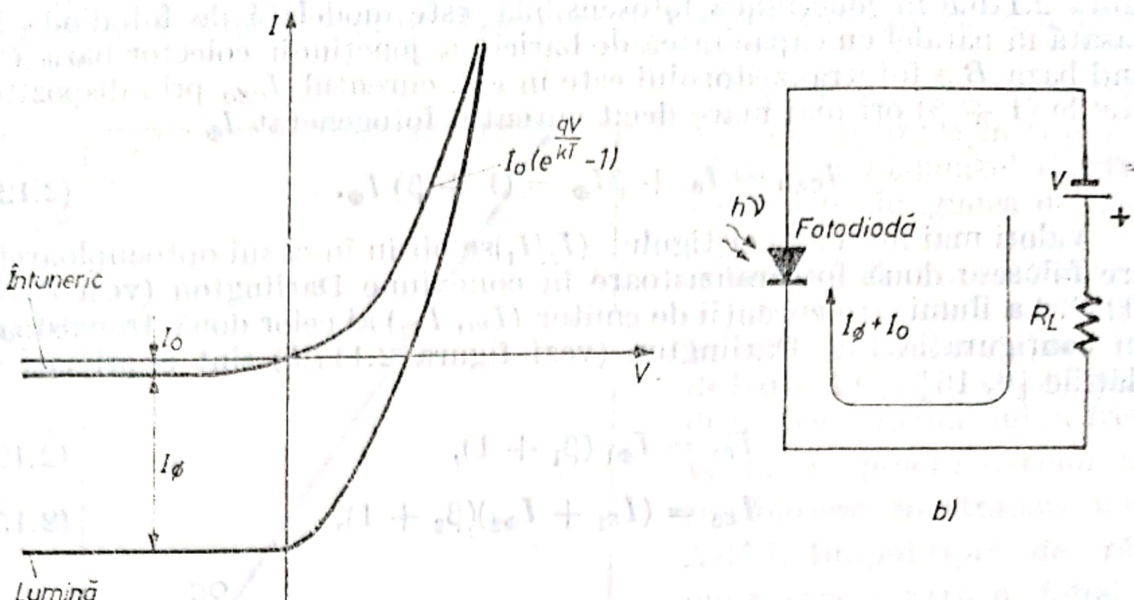


Fig. 2.115. Caracteristica curent (I) — tensiune (V) a unei diode la întuneric și la lumină în regim de fotodiodă.

la întuneric — curentul invers de saturație I_0. La iluminare, prin fotodiodă trece curentul [6]

$$I = (I_0 + I_\Phi) = -(I_0 + S_\Phi \Phi), \tag{2.127}$$

unde I_Φ este fotocurentul datorat iluminării Φ (lx) $S_\Phi = (I_\Phi/\Phi)$ este sensibilitatea integrală a fotodetectorului (μA/lx). Curentul I_Φ este, de regulă, mult mai mare decît I_0.

Pentru optocuploarele care utilizează fotodiode raportul de transfer al curenților I_2/I_1 (vezi figura 2.114.a) este de ordinul 10^{-3}. Acest raport este mărit la $\approx 10^{-1}$ prin utilizarea în calitate de fotodetectori a fototranzistoarelor (vezi figura 2.114.b).

Utilizarea tranzistorului ca fotodetector în optocuploare se bazează pe amplificarea fotocurentului generat prin iluminarea acestui dispozitiv. Senzorul excitației optice a fototranzistorului este joncțiunea bază-colector a dispozitivului (vezi figura 2.116) care este polarizată invers. În

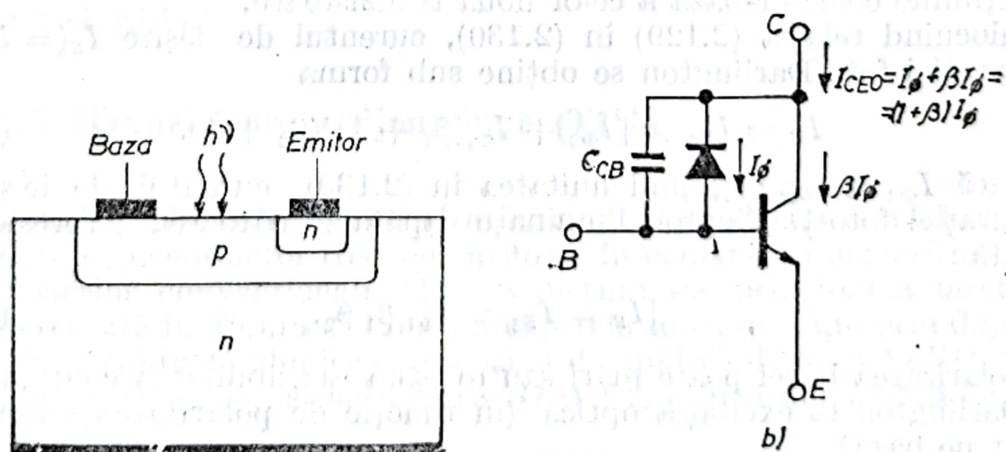


Fig. 2.116. Structura de principiu a unui fototranzistor npn (a) și modelul său de circuit (b).

figura 2.116.*b* în joncţiunea fotosensibilă este modelată de fotodioda D, plasată în paralel cu capacitatea de barieră a joncţiunii colector-bază C_{cb}. Cînd baza B a fototranzistorului este în gol, curentul I_{CEO} prin dispozitiv este de $(1 + \beta)$ ori mai mare decît curentul fotogenerat I_{Φ} :

$$I_{CEO} = I_{\Phi} + \beta I_{\Phi} = (1 + \beta) I_{\Phi}. \qquad (2.128)$$

Valori mai mari ale cîştigului (I_2/I_1)se obţin în cazul optocuploarelor care folosesc două fototranzistoare în conexiune Darlington (vezi figura 2.117). La iluminare curenţii de emitor (I_{E1}, I_{E2}) ai celor două tranzistoare din configuraţia foto-Darlington (vezi figura 2.117.*b*) sînt exprimaţi de relaţiile [6, 16]

$$I_{E1} = I_{\Phi 1} (\beta_1 + 1), \qquad (2.129)$$

$$I_{E2} = (I_{E1} + I_{\Phi 2})(\beta_2 + 1), \qquad (2.130)$$

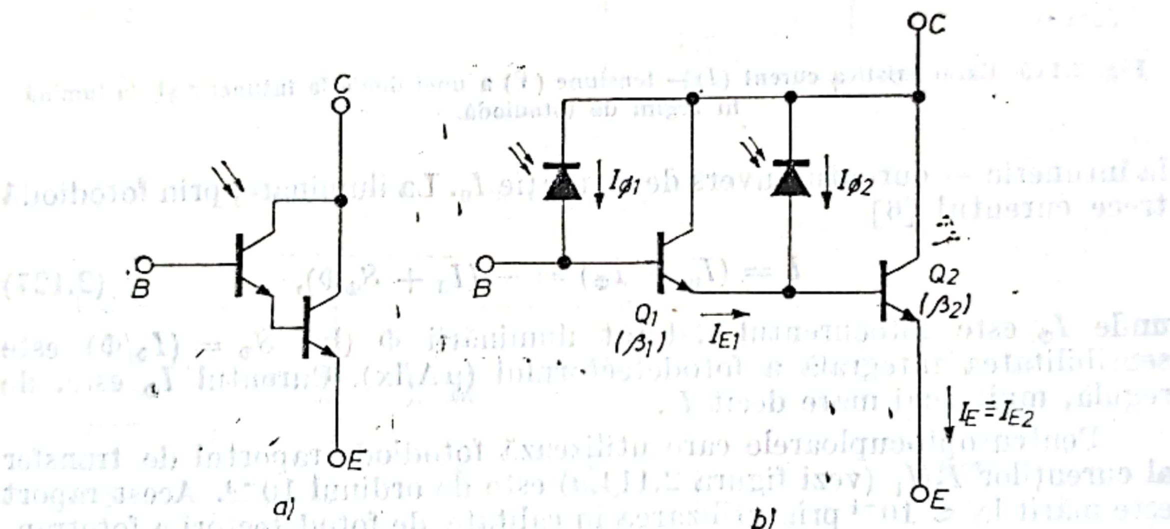


Fig. 2.117. Simbolul unui fototranzistor Darlington (*a*) şi modelul său de circuit (*b*).

unde β_1, β_2 sînt factorii de cîştig în curent ai tranzistoarelor Q_1, respectiv Q_2, în conexiunea cu emitorul comun, $I_{\Phi 1}$, $I_{\Phi 2}$ sînt curenţii generaţi optic în joncţiunile colector-bază a celor două tranzistoare.

Înlocuind relaţia (2.129) în (2.130), curentul de ieşire $I_E(= I_{E2})$ al configuraţiei foto-Darlington se obţine sub forma

$$I_E = I_{E2} = [I_{\Phi 2} + I_{\Phi 1}(\beta_1 + 1)](\beta_2 + 1). \qquad (2.131)$$

Dacă $I_{\Phi 2} \ll I_{E1}$, neglijînd unitatea în (2.130), curentul de ieşire al configuraţiei foto-Darlington iluminate capătă următoarea expresie simplificată :

$$I_E = I_{E2} \approx I_{\Phi 1} \beta_1 \beta_2. \qquad (2.132)$$

Polarizarea bazei poate mări sau micşora sensibilitatea configuraţiei foto-Darlington la excitaţia optică (în funcţie de polaritatea semnalului aplicat pe bază).

Caracteristica tipică de transfer a unui optocuplor utilizînd fototranzistoare este prezentată în figura 2.118. Liniaritatea caracteristicii, valoarea

curentului de ieşire şi a celui de întuneric sînt influenţate de temperatură şi tensiunea colector-emitor V_{CE} la care este operat tranzistorul de la ieşire.

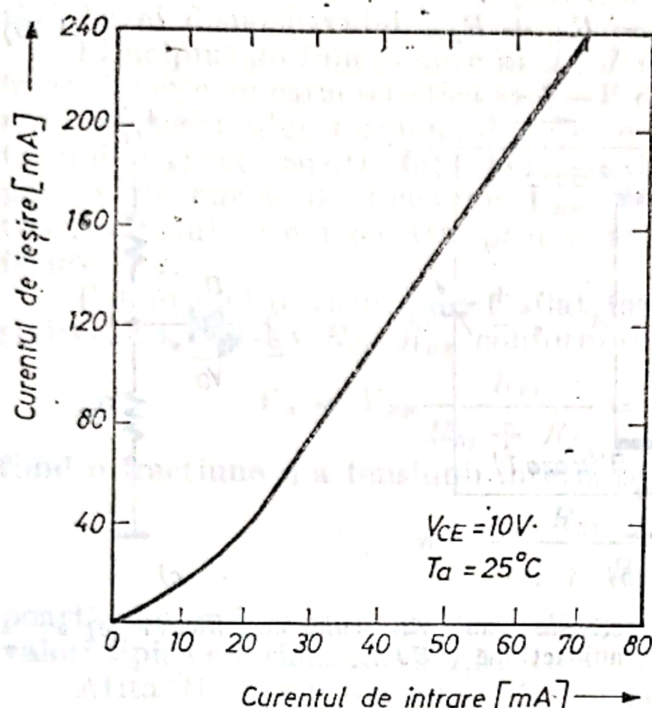


Fig. 2.118. Dependenţa tipică a curentului de ieşire I_2 în funcţie de curentul de intrare I_1 (caracteristica de transfer) într-un optocuplor utilizînd ca receptor un foto-Darlington.

Configuraţiile foto-Darlington utilizate în optocuploare au răspunsul spectral centrat pe lungimea de undă $\lambda = 0{,}85$ μm, un curent de colector maxim de ≈250 mA, o putere disipată de ≈200 mW la 25°C. Prezenţa capacităţii de barieră C_{CB} (figura 2.116.*b*) degradează răspunsul în frecvenţă al optocuploarelor care folosesc fototranzistoare. Astfel, timpul tipic de răspuns, care pentru o fotodiodă este de ≈10 ns, are valori în jurul a 5 μs pentru fototranzistor şi de 50 μs pentru foto-Darlington [6].

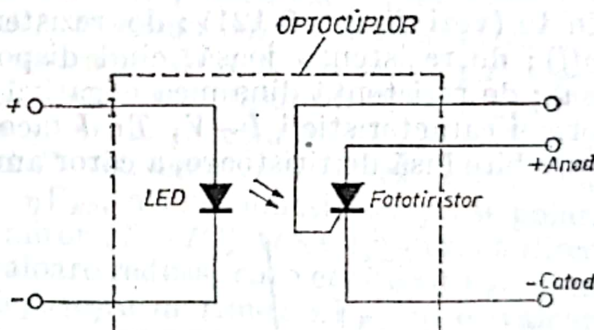


Fig. 2.119. Optocuplor *LED* şi fototiristor.

Principiul de funcţionare al optocuplorului utilizînd un *LED şi un tiristor cu amorsare optică* (vezi figura 2.119) este identic cu cel descris în §2.8.2 şi §2.17.

2.25. Tranzistoare unijoncţiune (TUJ)

Tranzistorul unijoncţiune (Unijunction Transistor) — TUJ este un dispozitiv semiconductor frecvent utilizat în comanda amorsării pe poartă a tiristoarelor convenţionale [14]. Structura de principiu a unui *TUJ* este prezentată în figura 2.120. La capetele zonei *n* — uniform dopată — există două contacte ohmice care poartă denumirea de *bază 1* (*B1*) şi *baza 2* (*B2*). Joncţiunea *pn*, situată între *B1* şi *B2*, poartă denumirea de „*joncţiune de emitor*".

Schema echivalentă simplificată a *TUJ* (vezi figura 2.120. *c*) cuprinde dioda *D*, care modelează joncţiunea *pn*, şi două rezistenţe R_{B1} (rezistenţa

stratului n dintre $B1$ și planul A situat în dreptul joncțiunii de emitor) și R_{B2} (rezistența stratului n între contactul $B2$ și planul A). Rezistența R_{BB} interbaze este definită prin relația [14]:

$$R_{BB} = R_{B1} + R_{B2}. \tag{2.133}$$

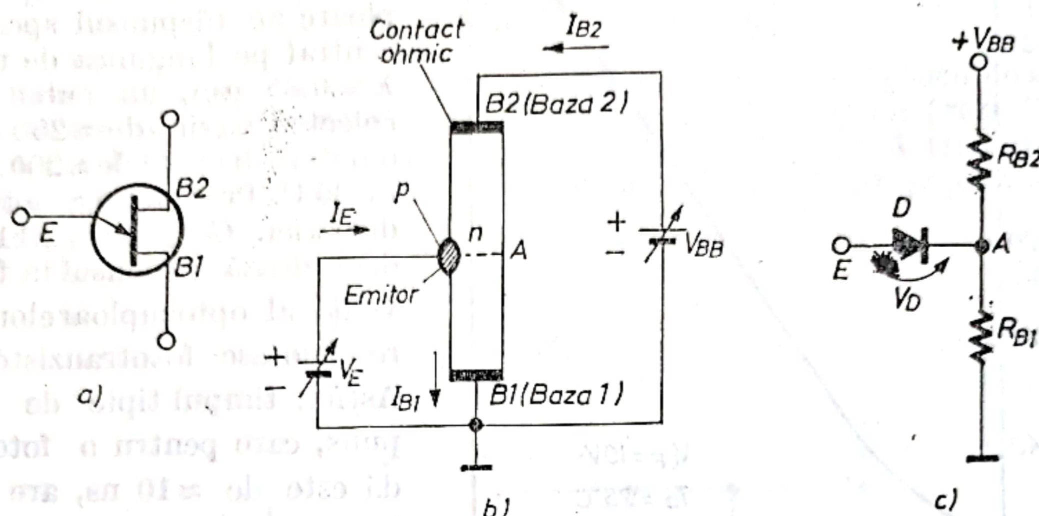


Fig. 2.120. Simbolul (*a*), structura internă (*b*) și schema echivalentă simplificată (*c*) a unui tranzistor unujoncțiune (*TUJ*).

Caracteristica curent (I) — tensiune (V) a *TUJ* are trei regiuni distincte (vezi figura 2.121): de rezistență mare, specifică stării de blocare (*off*); de rezistență joasă, cînd dispozitivul se află în conducție directă (*on*); de rezistență dinamică negativă [3, 6, 14]. Din punctul de vedere al formei caracteristicii $I-V$, *TUJ* face parte din familia tiristoarelor. Spre deosebire însă de tiristoare, a căror amorsare are loc în principal prin acțiu-

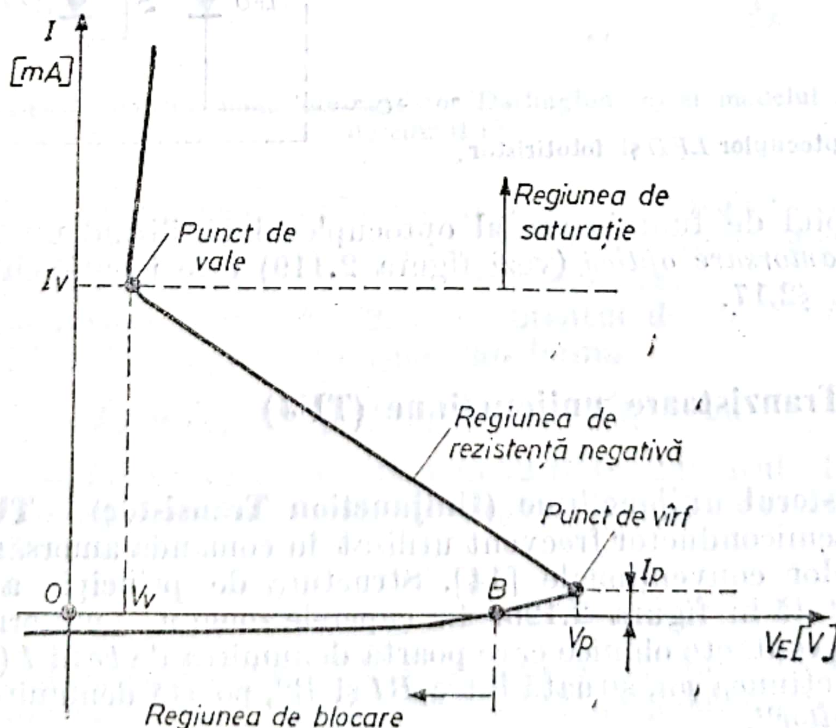


Fig. 2.121. Caracteristica statică curent(I)-tensiune (V) a unui (*TUJ*).

nea regenerativă a celor două tranzistoare bipolare echivalente componente ale structurii (vezi §2.8), trecerea unui *TUJ* din starea de blocare (*off*) în starea de conducţie directă (*on*) are loc datorită modulării conductivităţii bazei dispozitivului.

Principiul de funcţionare al *TUJ* din figura 2.120.*b* poate fi urmărit în conjuncţie cu caracteristica sa *I—V* din figura 2.121. În timpul funcţionării dispozitivului, terminalul *B1* este conectat la masă, potenţialul emitorului (V_E) este pozitiv faţă de masă, în timp ce baza *B2* este polarizată pozitiv de sursa de tensiune V_{BB}. Tensiunea interbaze V_{BB} determină trecerea unui curent electric prin stratul de siliciu *n*, cu sensul de la *B2* înspre *B1*.

Potenţialul oricărui punct aflat în planul *A* este determinat de V_{BB} şi divizorul rezistiv R_{B1}, R_{B2} conform relaţiei [6, 14] (vezi figura 2.120.*b*) :

$$V_A = V_{BB}\frac{R_{B1}}{R_{B1}+R_{B2}} = V_{BB}\frac{R_{B1}}{R_{BB}} = \eta V_{BB}, \qquad (2.134)$$

fiind o fracţiune η a tensiunii interbaze V_{BB}. Parametrul

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{B1}+R_{B2}} = \frac{R_{B1}}{R_{BB}} \qquad (2.135)$$

poartă denumirea de *raport de divizare intrinsec* (*Stand-off ratio*) şi are valori tipice cuprinse între 0,5...0,8.

Atîta timp cît tensiunea de pe emitor (V_E) este inferioară valorii $\eta V_{BB}(V_E < \eta V_{BB})$, joncţiunea *pn* a *TUJ* este polarizată invers. În consecinţă, prin circuitul emitorului (*E—B1*) trece un curent invers de valoare redusă (practic, curentul invers de saturaţie al unei joncţiuni *pn* — vezi §2.1.2). În punctul B al caracteristicii *I—V* (vezi figura 2.121) se produce egalizarea potenţialelor straturilor *p* şi *n* ale joncţiunii ($V_E = \eta V_{BB}$) şi, în consecinţă, curentul prin circuitul *E—B1* este zero. Dacă se continuă creşterea tensiunii V_E peste valoarea ηV_{BB}, atunci joncţiunea *pn* se polarizează în direct şi prin circuitul de emitor (*E—B1*) trece un curent direct (dinspre stratul *p* spre stratul *n*) de valoare redusă, care creşte cu V_E. Dacă tensiunea aplicată pe emitor (V_E) depăşeşte mărimea ηV_{BB} cu o valoare egală cu căderea de tensiune V_D în direct pe joncţiunea *pn* de emitor [6] [14]

$$V_E = \eta V_{BB} + V_D = V_P \qquad (2.136)$$

atunci se va declanşa o injecţie puternică de goluri din stratul *p* în baza (*n*) de siliciu. Acestui fenomen îi corespunde punctul de vîrf *P* (*Peak point*) cu coordonatele (V_P, I_P) de pe caracteristica *I—V* a dispozitivului (vezi figura 2.121). Golurile injectate în stratul *n* se deplasează înspre contactul *B1*. Prezenţa golurilor între planul *A* şi contactul *B1* măreşte conductivitatea σ [2, 6]

$$\sigma = q(\mu_n n + \mu_p p), \qquad (2.137)$$

a acestei porţiuni a bazei *n* în comparaţie cu valoarea ei $\sigma_0 = q\mu_n n$, caracteristică stării de blocare. În consecinţă, rezistenţa zonei cuprinsă între *A* şi *B1* scade mult faţă de valoarea sa, specifică zonei de blocare a caracteristicii *I—V* (R_{B1}). Procesul de modulare a conductivităţii bazei *B1* continuă pe măsura creşterii curentului I_E, ceea ce atrage după sine scăderea tensiunii V_E pe emitor. Ca urmare, dispozitivul tranzitează prin regiunea *P—V* de rezistenţă dinamică negativă ($dv_E/di_E < 0$) a caracteristicii sale (vezi figura 1.121). Pentru curenţi care depăşesc valoarea curen-

tului de vale I_V, tranzistorul se află în zona de saturaţie. Timpul de comutare al *TUJ* din punctul de vîrf (*P*) în punctul de vale *V* (*Valley point*) depinde de geometria structurii tranzistorului şi de condiţiile polarizării sale. Acest timp este direct proporţional cu distanţa dintre emitor şi contactul *B1*.

Funcţionarea şi tranziţiile succesive ale *TUJ* între principalele zone ale caracteristicii sale este ilustrată de aplicaţia „clasică" a dispozitivului într-un montaj frecvent utilizat pentru comanda amorsării pe poartă a tiristoarelor convenţionale (vezi figura 2.122). Circuitul funcţionează ca oscilator de relaxare, care furnizează periodic impulsuri pozitive (V_{B1}) pe rezistorul R_1. Aceste impulsuri pot fi utilizate pentru comanda amorsării pe poartă a tiristoarelor (vezi §8.2).

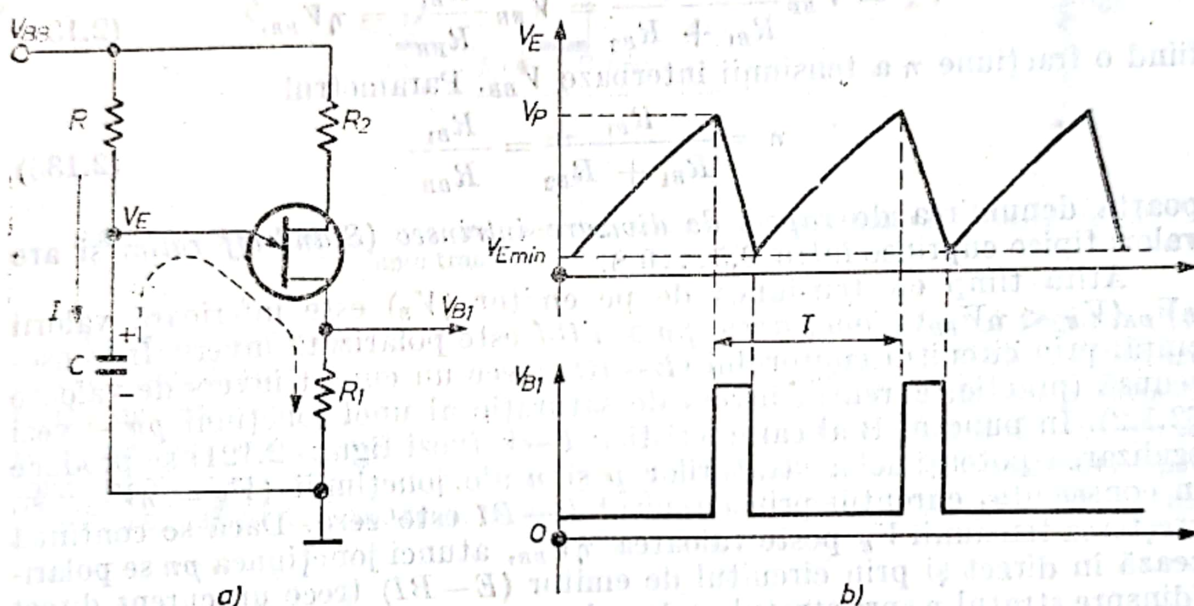


Fig. 2.122. Oscilatorul de relaxare „clasic" cu *TUJ* (*a*) şi formele de undă în punctele sale principale (*b*)

Funcţionarea oscilatorului din figura 2.122 se poate urmări din momentul în care are loc încărcarea exponenţială a condensatorului *C* de către curentul *I*, exprimat de relaţia

$$I = \frac{V_{BB} - V_E}{R}. \tag{2.138}$$

În momentul în care tensiunea crescătoare pe condensatorul *C* (V_E) atinge valoarea dată de relaţia 2.137, joncţiunea de emitor a *TUJ* se polarizează în direct şi condensatorul *C* se descarcă prin circuitul $E-B1-R_1$ (indicat punctat în figura 2.122.*a*), generînd astfel la ieşire (pe rezistorul R_1) un impuls pozitiv (vezi figura 2.122.*b*). În momentul cînd tensiunea de pe condensatorul *C* scade la valoarea V_{Emin} (aproximativ 2 V), joncţiunea *pn* se blochează, determinînd astfel trecerea *TUJ* în starea *off*. Ca urmare, condensatorul *C* este din nou încărcat de curentul *I* cu constanta de timp $\tau = RC$, determinînd reluarea ciclului descris mai sus. Perioada *T* a oscilaţiilor circuitului este dată de [6, 14, 16]

$$T \approx RC \ln \frac{1}{1-\eta} = 2{,}3\, RC \log_{10} \frac{1}{1-\eta} \tag{2.139}$$

fiind practic independentă de tensiunea de alimentare (V_{BB}) şi de temperatură.

Amplitudinea impulsurilor generate la ieşirea circuitului de relaxare depinde de tensiunea de alimentare V_{BB} (cu valori între 10 V şi 35 V), de tipul de *TUJ* ales, precum şi de valorile componentelor *R*, R_1, R_2, *C*. Forma dreptunghiulară a impulsurilor din figura 2.122.*b*

este idealizată: în configurații practice, impulsul are un front de creștere cu o durată de 1... 3 µs, iar pe măsura descărcării condensatorului C valoarea instantanee a semnalului de ieșire se diminuează.

Tranzistoarele unijoncțiune pot fi realizate și în varianta complementară *, în care substratul (bazele) este siliciul de tip p, iar emitorul de tip n. Ca urmare, tensiunile și curenții au polarități, respectiv sensuri opuse (figura 2.123.a) în raport cu TUJ din figura 2.120.b. Caracteristica $I-V$ a TUJ „complementar" se obține din aceea a unui TUJ obișnuit printr-o rotație de 180° în jurul originei (apare în cadranul III al coordonatelor $I-V$).

În figura 2.123.c este prezentat un circuit de comandă pe poartă a tiristoarelor convenționale utilizînd un TUJ „complementar", montaj analog oscilatorului de relaxare din figura 2.122.b.

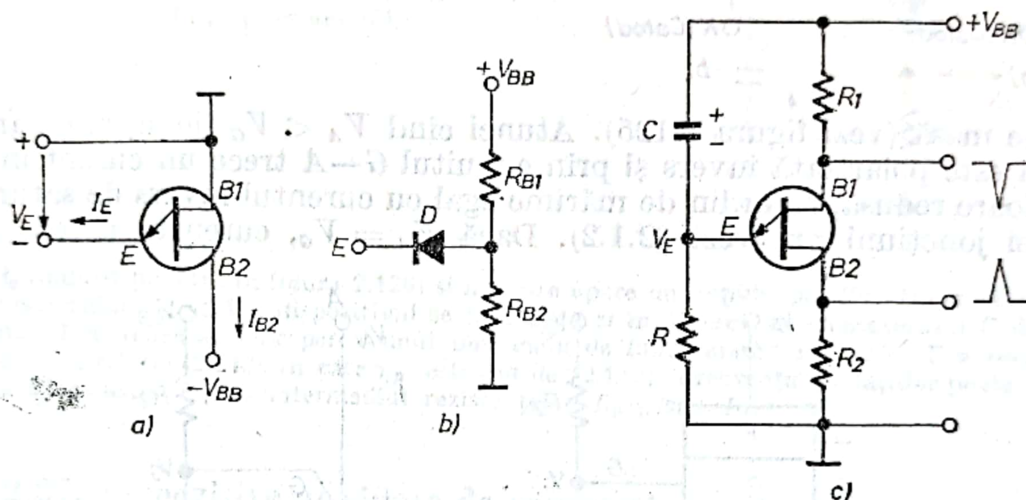


Fig. 2.123. (a) Simbolul, tensiunile și curenții pentru un TUJ „complementar"; (b) Schema echivalentă simplificată de circuit a dispozitivului; (c) Schema unui oscilator de relaxare cu TUJ complementar

2.26. Tranzistoare unijoncțiune programabile

Denumirea de **tranzistor unijoncțiune programabil (PUT — Programmable Unijunction Transistor)** este atribuită unui dispozitiv care combină structura unui tiristor cu proprietățile/caracteristica $I-V$ a unui TUJ [6]. Dispozitivul este format din patru straturi semiconductoare ($pnpn$) și are trei terminale (*anod*, *catod* și *poartă*). Spre deosebire însă de un tiristor, într-un TUJ programabil electrodul de comandă (G) este conectat la baza n, și nu la cea de tip p (vezi figura 2.124). Raportul de divizare η_p al unui TUJ programabil este stabilit de rezistențele externe R_1, R_2 (vezi figura 2.125).

$$\eta_p = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{2.140}$$

* Denumirea de TUJ „complementar" este relativă, fiind determinată de faptul că varianta cu emitor n a apărut din punct de vedere istoric după TUJ obișnuit (cu emitor p).

şi nu de rezistenţele interne ale bazelor (R_{B1}, R_{B2}), ca în cazul unui *TUJ* obişnuit (vezi figura 2.120.*c*).

Funcţionarea unui *TUJ* programabil este controlată de corelaţia dintre potenţialul anodului (V_A) şi cel al porţii (V_G), amîndouă pozitive

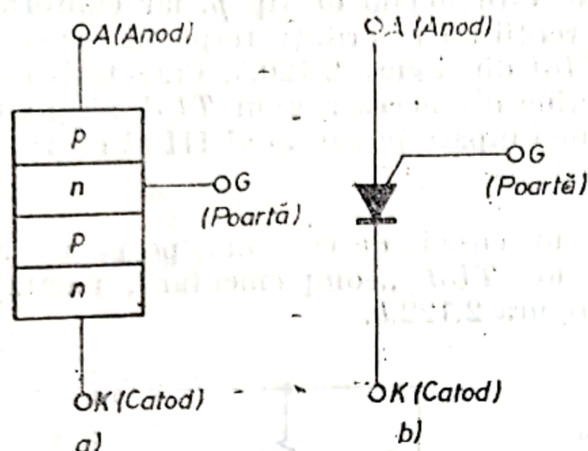


Fig. 2.124. Structura (*a*) şi simbolul (*b*) unui *TUJ* programabil.

faţă de masă (vezi figura 2.125). Atunci cînd $V_A < V_G$ joncţiunea anod-poartă este polarizată invers şi prin circuitul *G—A* trece un curent invers de valoare redusă, ca ordin de mărime egal cu curentul invers de saturaţie al unei joncţiuni *pn* (vezi §2.1.2). Dacă $V_A = V_G$, curentul invers prin

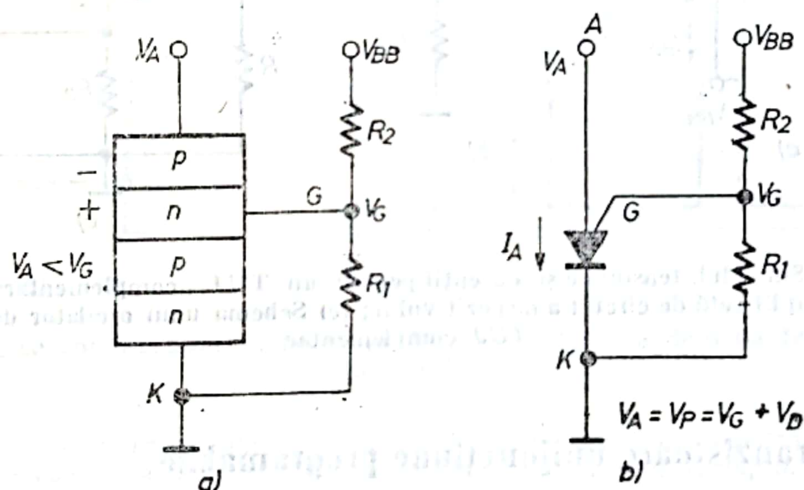


Fig. 2.125. (*a*) *TUJ* programabil în starea de blocare. (*b*) Condiţia de amorsare a unui TUJ programabil.

circuitul *G—A* devine zero, însă dispozitivul se menţine în zona de blocare. În momentul în care tensiunea anodică V_A atinge valoarea de prag V_P (vezi figura 2.121)

$$V_P = V_G + V_D \tag{2.141}$$

depăşind tensiunea pe poartă V_G cu o valoare egală cu tensiunea de prag V_D a unei joncţiuni *pn* de siliciu, polarizarea în direct a joncţiunii anod-poartă declanşează procesul regenerativ de tranziţie a dispozitivului — prin regiunea de rezistenţă dinamică negativă — în zona de conducţie. Pentru curenţi I_A (vezi figura 2.125.*b*) mai mari decît I_V (vezi figura 2.121), dispozitivul se află în regiunea de saturaţie a caracteristicii sale curent-tensiune.

Oscilatorul de relaxare realizat cu un TUJ programabil este ilustrat în figura 2.126. În această schemă, potențialul porții V_G este prestabilit de tensiunea $(+V)$ și divizorul R_1, R_2 la valoarea

$$V_G = V \frac{R_1}{R_1 + R_2} = V\eta_p \tag{2.142}$$

La fiecare ciclu de funcționare, condensatorul C se încarcă cu polaritatea indicată în figura 2.126. De fiecare dată cînd tensiunea anodică (adică pe condensator) atinge valoarea de prag (2.141), dispozitivul intră în conducție directă, condensatorul C se descarcă prin circuitul $A-K-R_3$ (indicat punctat în figura 2.126) și la ieșire apare un impuls pozitiv. După descărcarea condensatorului, $V_A < V_G$, dispozitivul se blochează și încărcarea condensatorului C de către curentul I marchează reînceperea unui nou ciclu de funcționare. Perioada T a oscilațiilor este dată de relația (2.140), în care η_p este dat de (2.142). Frecvența oscilațiilor poate fi „programată" (ajustată) prin intermediul rezistențelor R_2 și/sau R_1.

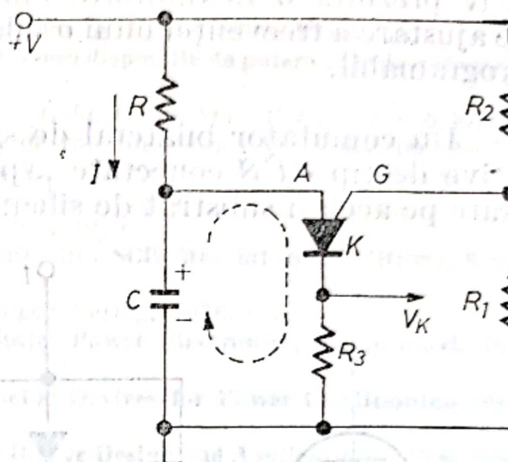


Fig. 2.126. Schema unui oscilator de relaxare cu TUJ programabil.

2.27. Dispozitive auxiliare de comutație cu structura pnpn

În afară de TUJ programabil, există două dispozitive auxiliare de comutație cu structura *pnpn* și poartă de anod, care poartă denumirea de **Silicon Unilateral Switch (SUS)** și respectiv de **Silicon Bilateral Switch (SBS)** [6, 16].

Un comutator unilateral din siliciu (SUS) este un tiristor de dimensiuni reduse cu terminalul de poartă conectat pe stratul de bază n și cu o diodă de avalanșă încorporată între contractul de poartă și catod (vezi figura 2.127). Caracteristica curent (I) — tensiune (V) a unui SUS este similară

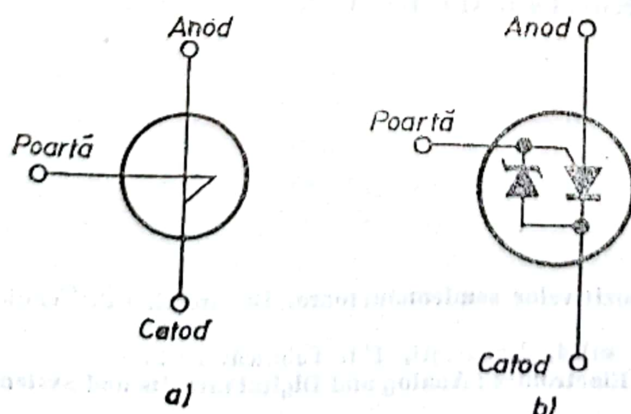
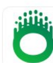


Fig. 2.127. Simbolul (*a*) și structura internă simplificată (*b*) a unui comutator unidirecțional (SUS) cu structura *pnpn*.



cu cea a unui tiristor. Dispozitivul intră în conducție în momentul în care tensiunea pe poarta de anod depășește valoarea tensiunii de avalanșă a diodei incorporate. Dispozitivul este utilizat în circuite de relaxare de tipul celor din figura 2.122 și figura 2.126. *SUS* prezintă avantajul unei tensiuni de amorsare extrem de stabile și independente de temperatură, a cărei valoare este determinată exclusiv de tensiunea de avalanșă a diodei (care este practic independentă de temperatură). Întrucît tensiunea de amorsare a unui *SUS* este prestabilită de dioda de avalanșă, acest dispozitiv prezintă o flexibilitate mult redusă în ceea ce privește facilitatea de ajustare a frecvenței unui oscilator de relaxare în comparație cu un *TUJ* programabil.

Un comutator bilateral de siliciu (*SBS*) este format din două dispozitive de tip *SUS* conectate „spate în spate" (vezi figura 2.128) și integrate pe același substrat de siliciu. Caracteristica $I-V$ a acestui dispozitiv

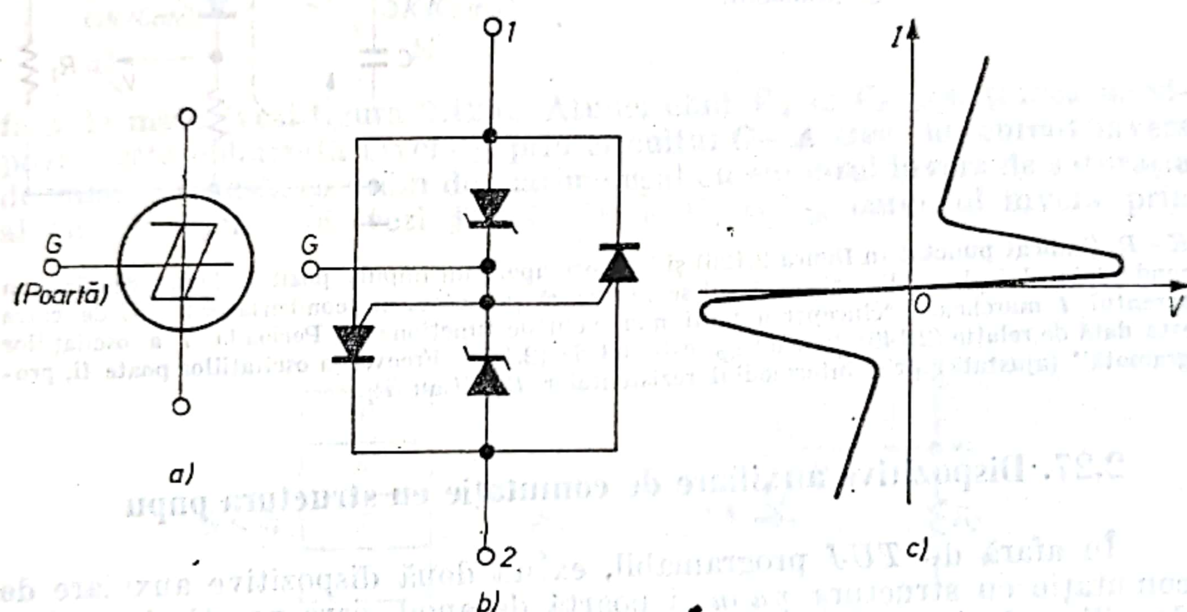


Fig. 2.128. Simbolul (*a*), structura internă schematică (*b*) și caracteristica statică curent-tensiune (*c*) a unui comutator bidirecțional (*SBS*) cu structura *pnpn*.

(figura 2.128.*c*) este similară cu cea a unui triac (vezi §2.20). *SBS* funcționează ca un comutator comandat de polaritățile pozitive, respectiv negative ale tensiunii aplicate. Acest comutator bilateral este utilizat în principal pentru comanda cu impulsuri alternate ($\pm V_G$) a triacurilor.

BIBLIOGRAFIE

1. *A. S. Grove*, **Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare**, București, Ed. Tehnică, 1973.
2. *M. Drăgănescu*, **Electronica corpului solid**, București, Ed. Tehnică, 1972.
3. *J. Millman, C. C. Halkias*, **Integrated Electronics : Analog and Digital Circuits and Systems**, New York, Mc Graw—Hill, 1972.

4. *S. K. Ghandhi*, **Semiconductor Power Devices**, New York, Wiley, 1977.
5. *J. D. Chatelain*, **Dispositifs a Semiconducteur**, Lausanne, Ed. Georgi, 1979.
6. *S. M. Sze*, **Physics of Semiconductor Devices**, New York, Wiley, 1981.
7. *M. Kubat*, **Power Semiconductors**, Berlin, Springer Verlag, 1984.
8. *R. C. Grover*, **Epi and Schottky diodes** in R. Sittig and P. Roggwiller (editors), Semiconductor Devices for Power Conditioning, New York, Plenum Press, 1982, pp. 331–361.
9. *B. J. Baliga, A. R. Sears, M. M. Banicle, P. M. Campbell, W. Garwacki, J. P. Walden*, **Ga-As Schottky power Rectifiers**, IEEE Transactions on Electron Devices, **ED-32**, pp. 1130–1134 (1985).
10. *D. Dascălu, G. Brezeanu, P. A. Dan*, **Contactul metal-semiconductor**, Ed. Academiei RSR, Bucureşti, 1988.
11. *E. H. Rhoderick*, **Metal Semiconductor Contacts**, Oxford, Clarendon Press, 1978.
12. *C. Brezeanu, E. Golu, P.A. Dan, G. Dumitrescu*, **Un nou dispozitiv de putere : dioda Schottky**, în vol. Lucrările **CAS–1986**,
13. *P. A. Dan, N. Popescu, G. Brezeanu, F. Golu, E. Golu*, **Dioda Schottky mesa – o soluţie radicală pentru înlăturarea efectelor de margine**, în vol. Lucrările **CAS–1984**, pp. 9–12.
14. *F. E. Gentry, F. W. Gutzwiller, N. H. Holonyak and E. E. Von Zastrow*, **Semiconductor Controlled Rectifiers**, Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1964.
15. *W. Gerlach*, **Thyristoren**, Berlin, Springer Verlag, 1979.
16. *D. R. Grafham and J. C. Hey (editors)*, **General Electric SCR Manual** (5th edition), Syracuse, (N.Y.), 1972.
17. *A. Blicher*, **Thyristor Physics**, New York, Springer Verlag, 1976.
18. *** **WESTINGHOUSE, Introduction to Solid-State Power Electronics**, Youngwood, Pa., **1977.**
19. *R. Sittig and P. Roggwiller (editors)*, **Semiconductor Devices for Power Conditioning**, New York, Plenum Press, 1982.
20. *B. J. Baliga and D. V. Chen*, **Power Transistors : Device Design and Applications**, New York IEEE Press, 1984.
21. *A. Blicher*, **Physics of semiconductor power devices**, Reports on **Progress in Physics**, vol. **45**, Nr. **4**, 1982, pp. 427–468.
22. *M. S. Adler, K. W. Owyang, B. J. Baliga, and R. A. Kokosa*, **The evolution of power device technology**, IEEE Transactions on Electron Devices, vol. **ED-31**, Nr. **11**, 1984, pp. 1570–1591.
23. *A. Silard, M. Bodea and M. Luca*, **Predicting the surge capability of power thryristors**, Electronics Letters, vol. **16**, Nr. **9**, 1980, pp. 325–327.
24. *A. Silard, M. Bodea, and M. Luca*, **Computer-aided investigation and prediction of the surge capability of power thyristors**, Revue Roumaine des Sciences Techniques, Electrotechnique et Energetique, vol. **26**, Nr. 2, 1981, pp. 227–235 (part 1), Nr. 3, 1981, pp. 389–399 (part 2).
25. *A. Silard, F. Turfudău, and M. Mărgărit*, **High-power, TIL-type gate-assisted turn-off thyristors**, International Journal of Electronics, vol. **60**, 1986, pp. 347–359.
26. *A. Silard, F. Turfudău, M. Mărgărit and B. Kosa*, **High-power double-interdigitated (TIL) GTO/GAT thyristors**, IEEE Transactions on Electron Devices, vol. **ED-34**, Nr. **8**, 1987, pp. 1807–1815.
27. *A. Silard, S. Rusu, F. Turfudău and B. Kosa*, **A double interdigitated GTO switch**, **IEEE** Transactions on Electron Devices, vol. **ED-31**, Nr. 9, 1984, pp. 322–329.
28. *A. Silard, F. Turfudău and B. Kosa*, **Development of 60 A, TO-220 – packaged double – interdigitated (TIL) GTO thyristors with enhanced electrothermal reliability**, International Journal of Electronics, vol. **61**, Nr. **4**, 1986, pp. 497–512.
29. *A. Silard, F. Turfudău, M. Mărgărit and B. Kosa*, **Implementing the TIL concept in high-power GTOs**, IEEE Electron Device Letters, vol. **EDL-7**, Nr. 9, 1986, pp. 528–530

3. Tehnologia de fabricație

Toate diodele și tiristoarele de putere se realizează plecînd de la un *monocristal de siliciu*. Transformarea acestuia dintr-o bară cilindrică (*lingou*) într-un dispozitiv semiconductor de putere comportă parcurgerea etapelor ilustrate în figura 3.1. Fiecare etapă în parte include *zeci sau sute de operațiuni distincte* din combinația cărora rezultă fluxurile tehnologice ale familiilor de diode, tiristoare și ansambluri modulare.

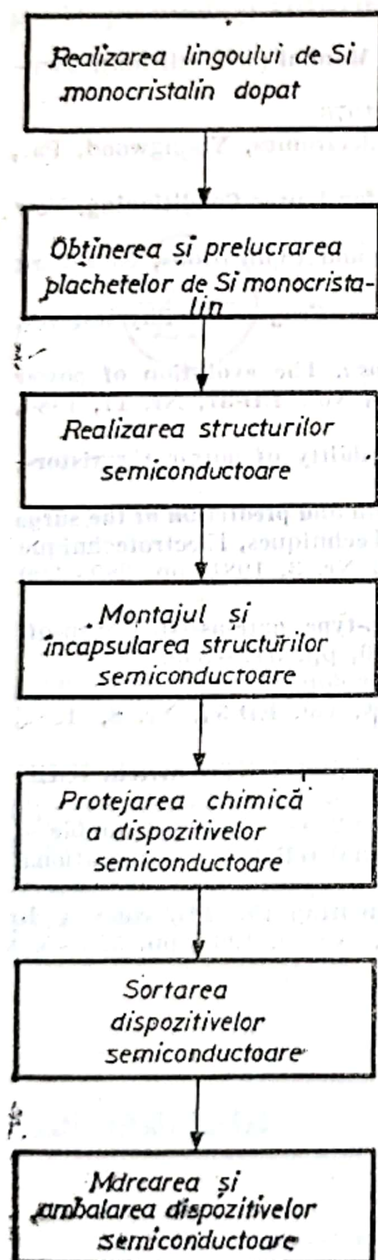


Fig. 3.1. Etapele tehnologice de obținere a diodelor și tiristoarelor de putere.

O caracteristică a fabricației dispozitivelor semiconductoare de putere este durata mare a drumului parcurs de la monocristal la dispozitivul final. Într-adevăr, la numărul ridicat al „pașilor" tehnologici, cu nimic inferior celor caracteristici pentru cele mai complicate circuite integrate, se adaugă timpii îndelungați de procesare a structurilor semiconductoare și diferitele stocări necesare desfășurării unor procese fizico-chimice lente (polimerizări, dezactivări după aplicarea unor tehnici nucleare) precum și stabilizării unor parametri electrici. Așa se explică de ce *durata minimă a fabricării dispozitivelor semiconductoare de putere variază între trei și zece săptămîni*, uneori chiar și mai mult. Evident, acest lucru este valabil pentru produsele din fabricația de serie, care nu așteaptă lămurirea unor probleme de elaborare. Încercările tehnologice pentru corectarea unor etape de proces sau realizarea unor dispozitive noi sînt în general extrem de laborioase și presupun de cele mai multe ori o bogată experiență prealabilă.

O particularitate a fabricației dispozitivelor semiconductoare este caracterul ei *statistic*. Numărul imens de factori care influențează obținerea în final a parametrilor electrici, termici, mecanici și climatici doriți face ca, în ciuda precauțiilor celor mai severe, numai o parte din cipurile (structurile) de siliciu sau

alte semifabricate care intră într-o etapă tehnologică să fie acceptate ca dispozitive finale.

Ca urmare, printre noțiunile esențiale care guvernează producția de componente semiconductoare apare aceea de *randament*, adică raportul dintre numărul produselor corespunzătoare și cel al semifabricatelor care intră în procesul sau etapa tehnologică examinate. Spre exemplu, dacă în sortarea finală intră 100 tiristoare și numai 90 dintre acestea corespund cerințelor *Standardului Tehnic de Ramură* (*STR*), randamentul de sortare finală este de 90%. Desigur, orice producător luptă pentru randamente cît mai apropiate de 100%.

Un alt aspect legat de caracterul statistic amintit se referă la *dispersia valorilor* unor parametri electrici ai dispozitivelor procesate simultan și prin aceeași tehnologie. De exemplu, în cazul unor diode de medie putere proiectate pentru $I_{FAV} = 32$ A și $V_{RRM} = 1600$ V, în urma finalizării unui lot de fabricație omogen rezultă diode cu $I_{FAV} = 25\ldots32$ A și $V_{RRM} = 50\ldots1600$ V. În general, dispersia tehnologică a parametrilor electrici se încadrează într-o repartiție de tip „clopot" Gauss, iar nivelul tehnologic se reflectă în plasarea maximului acestei repartiții cît mai aproape de valorile proiectate și micșorarea cît mai puternică a dispersiei. Mai mult chiar, atunci cînd un parametru se încadrează în limitele admise de *STR*, cunoașterea repartiției valorilor concrete ale acestui parametru dă informații despre calitatea tehnologiei. Astfel, o repartiție necentrată, cu mai multe maxime, se corelează cu neajunsuri tehnologice (neuniformități de proces) care se pot traduce în vicii ascunse ale dispozitivelor finale.

În cele ce urmează se vor descrie cîteva etape principale din procesul complex al fabricării diodelor și tiristoarelor de putere. Prezentarea va fi orientată spre fenomenele fizico-chimice și tehnicile de prelucrare, a căror cunoaștere va completa imaginea necesară utilizatorului pentru înțelegerea funcționării și limitelor folosirii acestor tipuri de dispozitive. Informații suplimentare de detaliu sînt publicate în literatura de specialitate [1, 2, 3, 4, 5].

În figura 3.2 sînt schițate secțiuni ale unora dintre cele mai reprezentative dispozitive semiconductoare de putere. Se disting elementele componente esențiale:

(a) *structura semiconductoare*, care asigură funcția electrică a dispozitivului;

(b) *capsula*, care asigură accesul electric și termic la structura semiconductoare și — în același timp — separarea și protejarea acesteia față de mediul înconjurător, fără să-i afecteze funcția electrică;

(c) *elemente auxiliare*, destinate compatibilizării electrice, termice, mecanice și geometrice a structurii cu capsula.

Asupra tuturor acestor elemente se concentrează, de altfel, principalele eforturi de proiectare tehnologică și de dispozitiv.

Spre deosebire de domeniul microelectronicii, unde creșterea nivelului de complexitate și a gradului de integrare constituie caracteristica dominantă de performanță, *în electronica de putere bătălia se duce pentru creș-*

terea densității de putere controlată, tradusă prin curenți de conducție și tensiuni de blocare cît mai ridicate, corelate cu viteze de comutare cît mai mari. Se ating limitări fizice ale dispozitivului semiconductor legate de perfecțiunea monocristalului, temperaturile maxime de funcționare și posibilitățile de evacuare eficientă a căldurii. Întrucît zonele active ale dispozitivelor semiconductoare de putere se află în volumul acestora (și nu în eventuale straturi superficiale), ocupînd arii deosebit de mari, aceste tipuri de dispozitive implică utilizarea unor monocristale de siliciu de cea mai înaltă perfecțiune și puritate, precum și aplicarea unor procese tehnologice foarte curate și bine controlate. În figura 3.3 este ilustrată evoluția diametrelor structurilor de mare putere fabricate la *IPRS-BĂNEASA*.

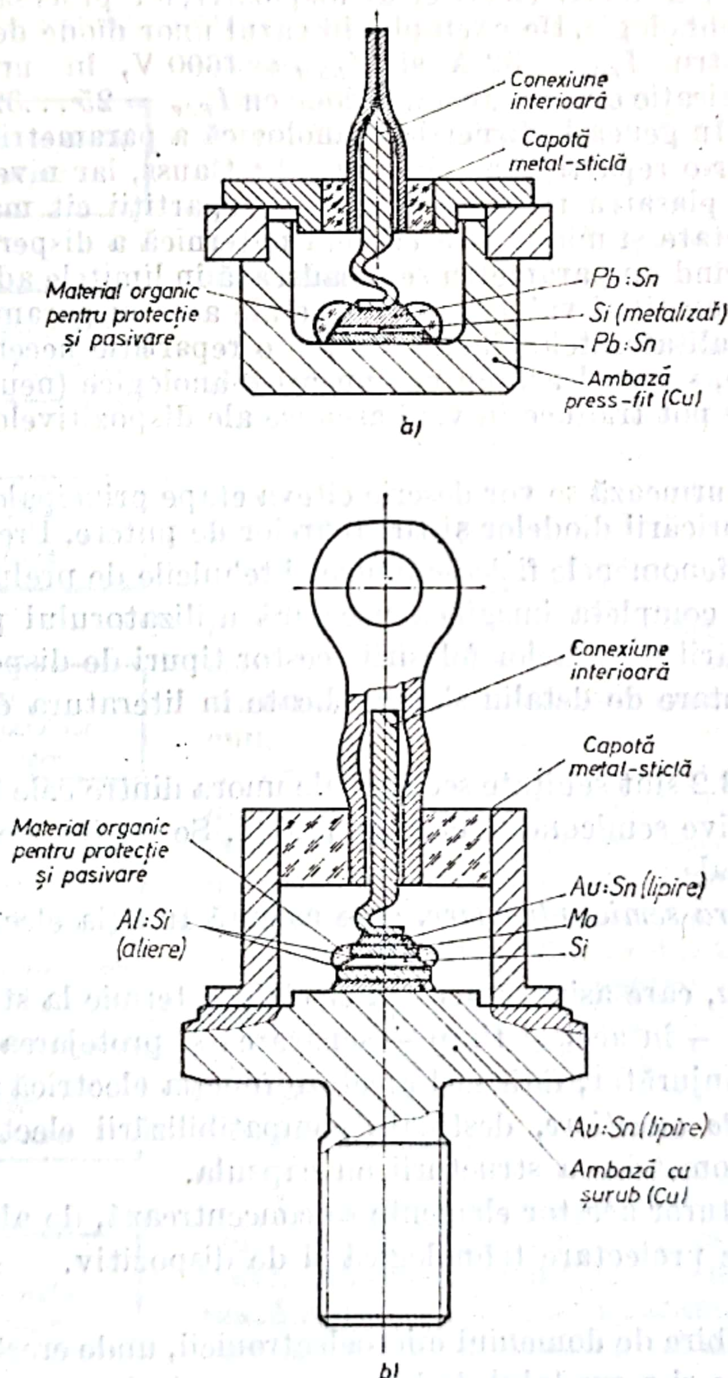


Fig. 3.2. Secțiuni prin dispozitive de putere: (*a*) diodă contactată prin lipire în capsulă press-fit; (*b*) diodă contactată prin aliere și lipire în capsulă cu șurub;

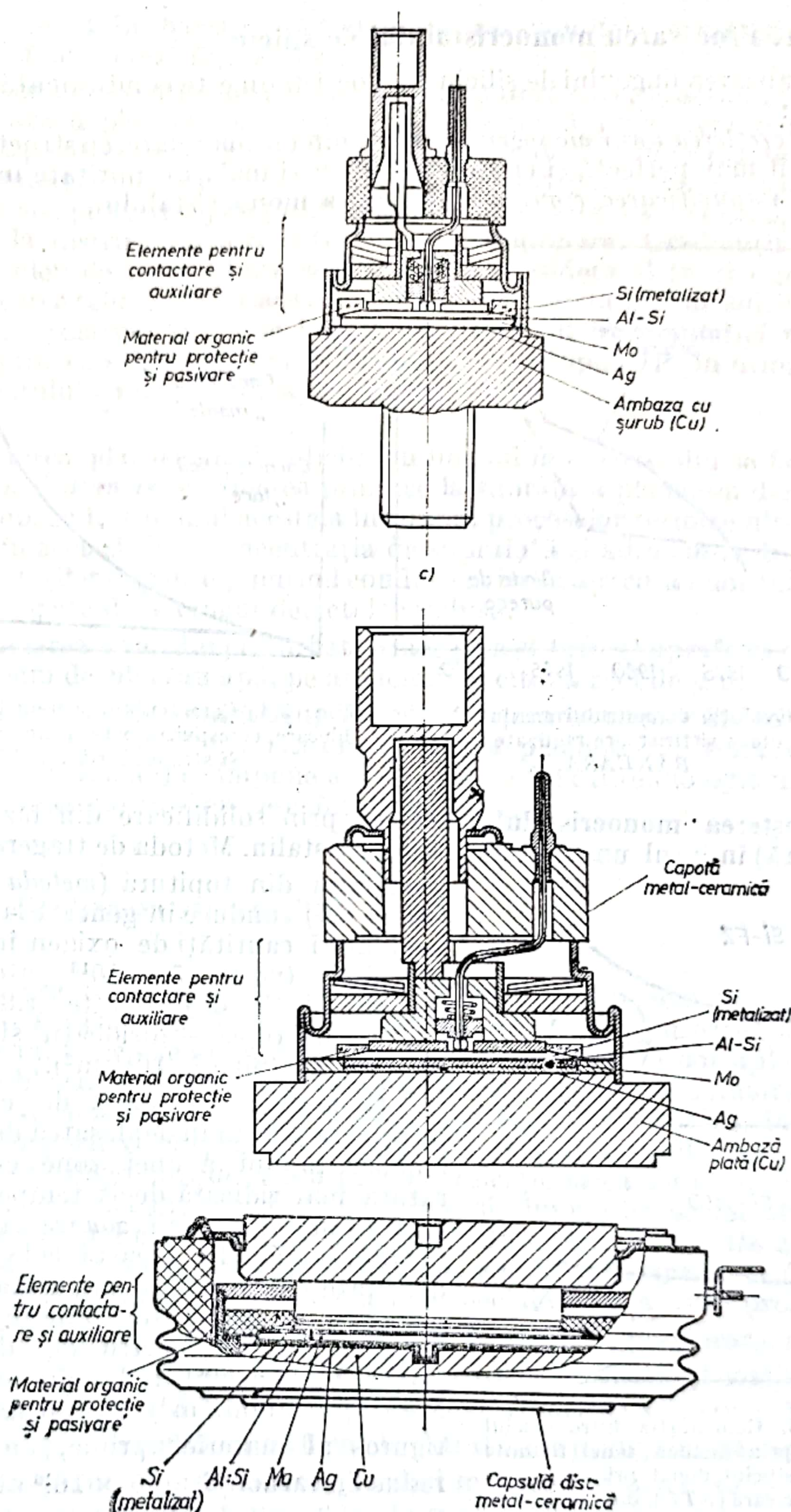


Fig. 3.2. (continuare) Secțiuni prin dispozitive de putere:
(c) tiristor contactat prin aliere și presare în capsulă cu șurub; (d) tiristor contactat prin aliere și presare în capsulă cu bază plată; (e) tiristor contactat prin aliere și presare în capsulă disc

3.1. Procesarea monocristalului de siliciu

Realizarea lingoului de siliciu monocristalin este condiţionată de două cerinţe :

(a) *creşterea unui monocristal* de volum cît mai mare, cu structură cristalină cît mai perfectă şi cu un grad cît mai înalt de puritate iniţială;

(b) *impurificarea riguros controlată* a monocristalului.

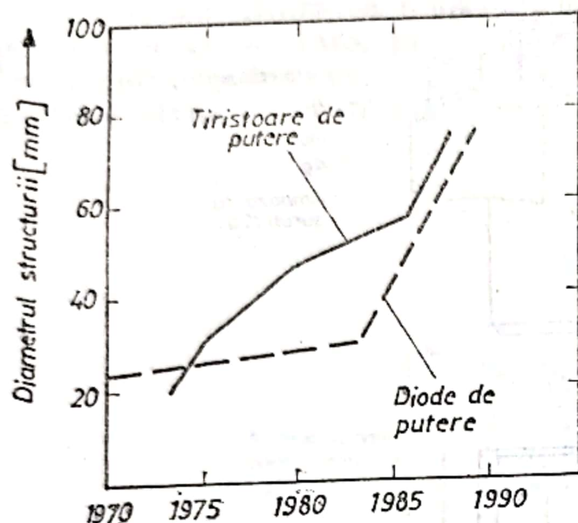


Fig. 3.3. Evoluţia diametrului maxim al structurilor de diode şi tiristoare realizate în *IPRS-BĂNEASA*.

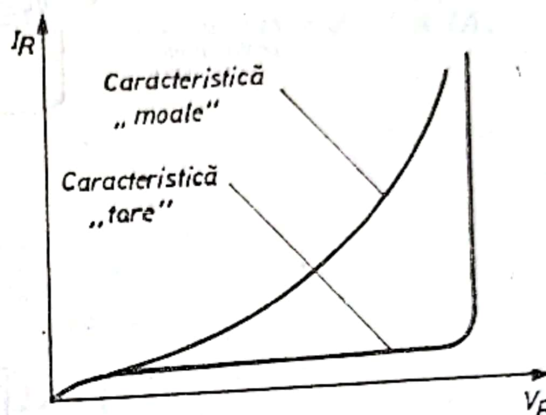


Fig. 3.4. Caracteristici curent-tensiune de blocare, corespunzătoare străpungerii „tari" şi străpungerii „moi".

Creşterea monocristalului are loc prin solidificare din faza lichidă (topitură) în jurul unui germene monocristalin. Metoda de tragere a monocristalului din topitură (*metoda Czochralski — CZ*) conduce în general la prezenţa unei mari cantităţi de oxigen în reţeaua cristalină (peste 5×10^{16} atomi/cm^3), precum şi la o densitate ridicată de defecte de reţea — dislocaţii şi asociaţii ale acestora (pînă la 10^4/cm^2).

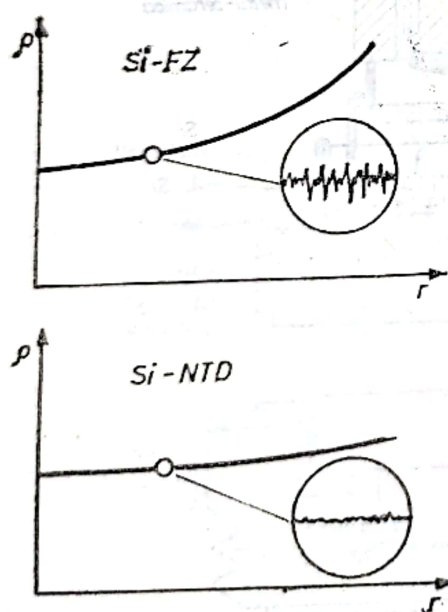


Fig. 3.5. Comparaţie între siliciul crescut prin metoda zonei flotante (*FZ*) şi siliciul dopat prin transmutaţie nucleară (*NTD*), din punctul de vedere al gradientului lateral (după raza *r* a secţiunii transversale a lingoului) şi „striaţiilor" de rezistivitate (ρ).

O metodă superioară de creştere şi purificare constă în deplasarea de-a lungul monocristalului a unei zone cu temperatura mai ridicată decît temperatura de topire (*metoda topirii zonare* sau a *zonei flotante — FZ*). Pe această cale rezultă o densitate foarte mică de dislocaţii (sub 500/cm^2), o densitate practic nulă de defecte grave (asociaţii de defecte de reţea), un conţinut redus de oxigen (sub 5×10^{16} atomi/cm^3) şi, prin controlul riguros al materiei prime, un conţinut redus de carbon (sub 5×10^{16} atomi/cm^3). De precizat că prezenţa oxigenului şi carbonului în reţeaua cristalină conduce, în general, la creşterea curenţilor reziduali

ai joncţiunilor în blocare, obţinîndu-se aşa-numitele caracteristici de blocare „moi“ (vezi figura 3.4).

În cazul dispozitivelor de foarte mare putere care, practic, utilizează întreaga arie a plachetei sau o porţiune însemnată din aceasta pentru un singur dispozitiv, ca şi în cazul dispozitivelor de tensiune foarte înaltă, neuniformităţile de dopare inerente metodei *FZ* pot fi dăunătoare prin aceea că străpungerea joncţiunilor semiconductoare va fi locală, putînd conduce la distrugerea dispozitivului în funcţionare. Gradienţii laterali şi „striaţiile“ de rezistivitate se atenuează considerabil (vezi figura 3.5) prin aplicarea tehnicii avansate de dopare a monocristalului de siliciu foarte pur şi de rezistivitate foarte ridicată cu ajutorul *transmutaţiei nucleare* (*NTD*), prin care izotopul ^{30}Si transmută în izotopul ^{31}P în urma bombardamentului cu neutroni (captură neutronică).

Debitarea plachetelor de siliciu din lingoul monocristalin se face prin *tăiere cu disc diamantat*. Tăierea produce la suprafaţa plachetei defecte ce se pot propaga în volumul acesteia în timpul proceselor termice ulterioare, afectînd în acelaşi timp concentraţia de suprafaţă şi adîncimile de difuzie ale impurităţilor dopante şi putînd conduce chiar la apariţia unor filamente puternic dopate de-a lungul defectelor induse.

Eliminarea stratului perturbat se face prin *şlefuirea* suprafeţei cu abrazivi în mediu de ulei sau apă, pe adîncimi de cîteva zeci de μm.

Curăţarea suplimentară a suprafeţei şi micşorarea rugozităţii se asigură prin *lustruirea chimică sau mecano-chimică* a plachetei. Ultima situaţie (suprafaţă „oglindă“) se impune atunci cînd în fluxul tehnologic urmează creşteri epitaxiale sau procese fotolitografice.

3.2. Realizarea structurilor

Structura este elementul activ al dispozitivului semiconductor şi prezintă toate caracteristicile electrice funcţionale pentru care este conceput acesta. Spre exemplu, unei structuri de tiristor i se pot aplica tensiunile de blocare în direct şi invers precum şi impulsuri de amorsare pe electrodul de poartă, spre a se testa comportarea sa electrică, întocmai ca pe un dispozitiv încapsulat. În fabricaţie această posibilitate prezintă o importanţă deosebită deoarece permite selecţionarea structurilor după parametrii electrici înainte de încapsulare şi eliminarea acelor structuri care nu corespund cerinţelor din programul de sortare finală. Ca urmare, se poate evita irosirea *materialelor scumpe specifice încapsulării* (cupru, argint, ceramică, sticlă, materiale plastice speciale ş.a.), a căror prelucrare în vederea montajului şi etanşării impune tehnologii de prelucrare, măsuri de compatibilizare şi precizie dimensională extrem de critice şi costisitoare.

În figurile 3.6 şi 3.7 sînt schiţate cîteva tipuri de structuri. Pentru puterile mici şi medii predomină formele pătrată, dreptunghiulară sau hexagonală, care permit decuparea cu pierderi minime din placheta de siliciu (vezi figura 3.8). Structurile de puteri şi tensiuni mari au simetrie circulară, pentru a evita concentrările de cîmp electric caracteristice colţurilor, cît şi pentru utilizarea maximă a spaţiului disponibil în capsulă (de aseme-

nea circular, în general). Suprafețele cipului (structura din siliciu) sînt cuprinse între cîțiva mm² și zeci de cm², în funcție de puterea dispozitivului.

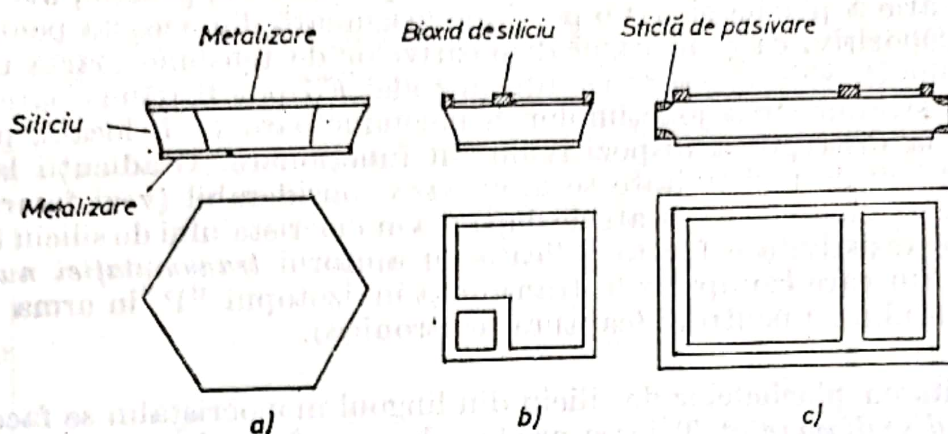


Fig. 3.6. Structuri de diode (*a*) și tiristoare (*b*, *c*) de mică și medie putere.

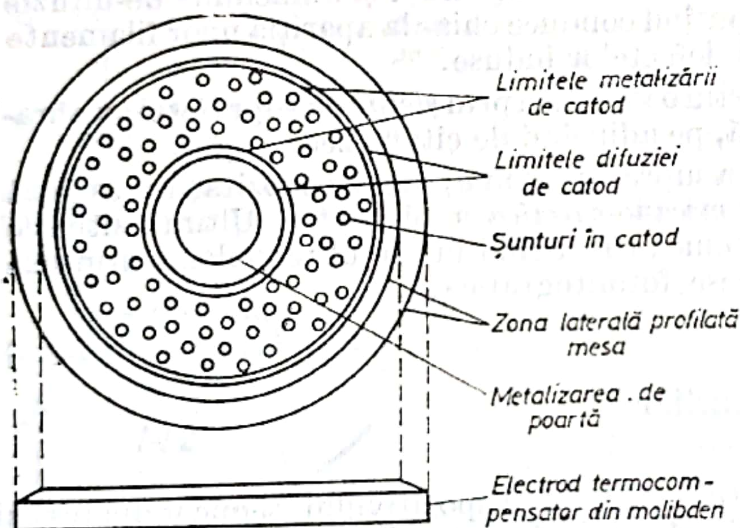


Fig. 3.7. Structură de tiristor de mare putere.

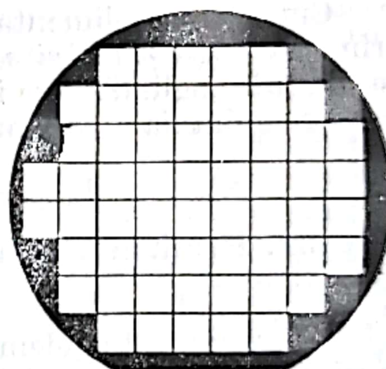


Fig. 3.8. Decuparea structurilor pătrate din placheta de siliciu.

Realizarea oricărei structuri de diodă sau tiristor presupune obligatoriu patru grupe mari de operațiuni :

a) formarea *straturilor de tip p și de tip n* în volumul monocristalului de siliciu ;

b) realizarea unor *contacte neredresoare* (*ohmice*) pe suprafețele electrozilor principali și de comandă ;

c) *separarea* (*decuparea*) cipurilor din plachetă ;

d) *prelucrarea, pasivarea și protejarea* porțiunilor în care joncțiunile *pn* intîlnesc suprafața exterioară a structurii.

În figurile 3.9 și 3.10 sînt ilustrate schematic transformările semiconductorului în toate cele patru etape, pentru o diodă și un tiristor. În cazul dispozitivelor rapide intervine suplimentar și

e) procesul de *reducere a timpului de viață* al purtătorilor de sarcină minoritari din semiconductor.

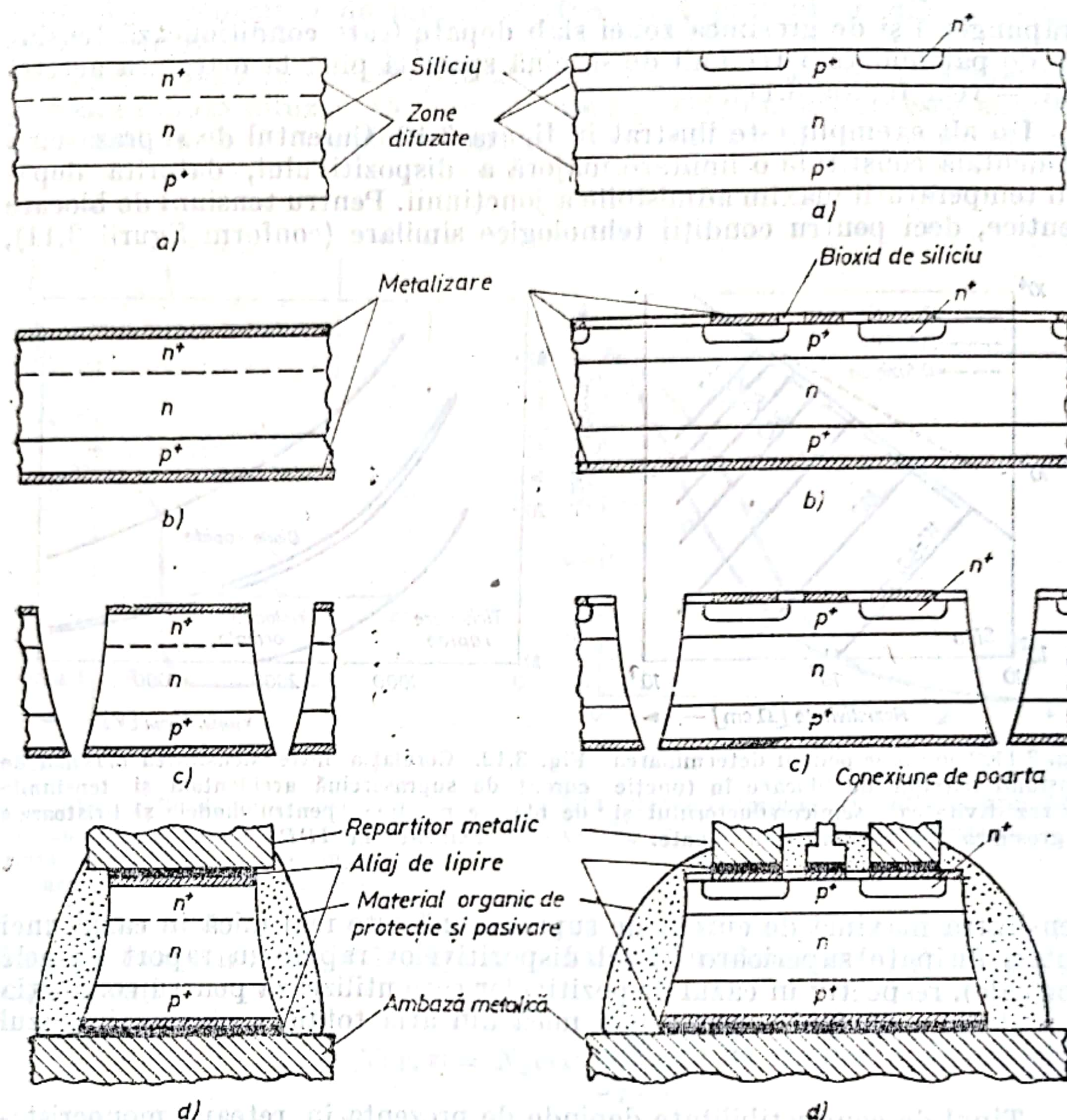


Fig. 3.9. Realizarea structurii de diodă: (*a*) formarea straturilor *p* și *n*; (*b*) realizarea contactelor; (*c*) separarea din plachetă; (*d*) pasivarea și protejarea structurii.

Fig. 3.10. Realizarea structurii de tiristor: (*a*) formarea straturilor *p* și *n*; (*b*) realizarea contactelor; (*c*) separarea din plachetă; (*d*) pasivarea și protejarea structurii.

3.2.1. Formarea straturilor de tip p și n

În capitolul precedent au fost prezentate configurațiile celor mai reprezentative tipuri de diode și tiristoare de putere. A rezultat că întreaga comportare electrică a dispozitivului este condiționată de felul cum sînt dispuse straturile de tip *p* și *n* într-un substrat inițial ales corespunzător.

O serie de criterii teoretice de proiectare permit stabilirea corelațiilor care există între parametrii electrici și cei tehnologici.

Astfel, se pot determina tensiunile de blocare maxim obtenabile în funcție de rezistivitatea semiconductorului (care limitează tensiunea de

străpungere) şi de grosimea zonei slab dopate (care condiţionează tensiunea de pătrundere a regiunii de sarcină spaţială pînă la marginea acestei zone — vezi figura 3.11).

Un alt exemplu este ilustrat în figura 3.12. Curentul de suprasarcină accidentală constituie o limitare majoră a dispozitivului, datorită depăşirii temperaturii maxim admisibile a joncţiunii. Pentru tensiuni de blocare identice, deci pentru condiţii tehnologice similare (conform figurii 3.11),

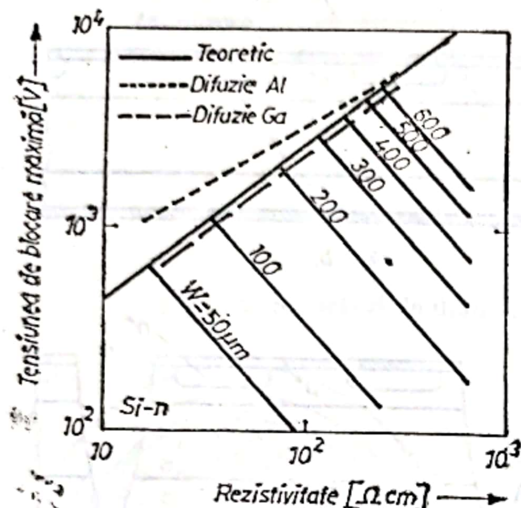


Fig. 3.11. Diagrame pentru determinarea tensiunii maxime de blocare în funcţie de rezistivitatea semiconductorului şi grosimea w a regiunii slab dopate.

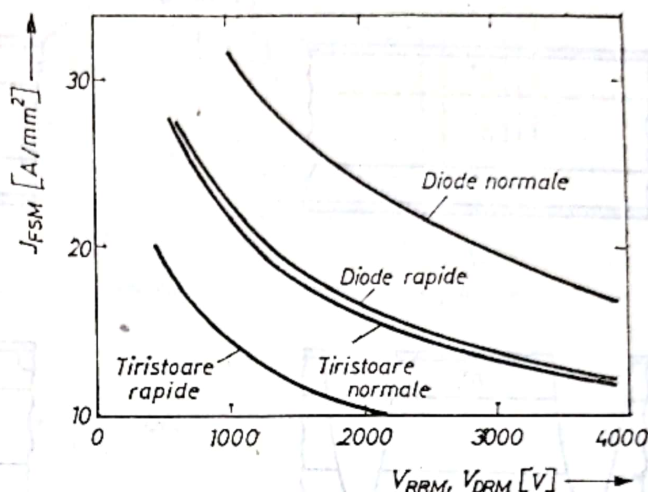


Fig. 3.12. Corelaţia între densitatea maximă de curent de suprasarcină accidentală şi tensiunile de blocare maxime, pentru diodele şi tiristoarele realizate la *IPRS-BĂNEASA*.

densitatea maximă de curent de suprasarcină este mai mică în cazul unei puteri disipate superioare (cazul dispozitivelor rapide în raport cu cele normale), respectiv în cazul dispozitivelor care utilizează pentru conducţia curentului principal o parte mai mică din aria totală a structurii (cazul tiristoarelor în raport cu diodele).

Tipul de conductibilitate depinde de prezenţa în reţeaua monocristalină de siliciu a anumitor atomi de impuritate, donori sau acceptori de electroni, introduşi acolo prin tehnici diverse, dintre care cele mai importante în domeniul semiconductoarelor de putere sînt *alierea* şi *difuzia*.

• **Alierea** constă în formarea prin încălzire a unui aliaj — de exemplu aluminiu-siliciu — şi recristalizarea sa prin răcire. Prin recristalizare, siliciul înglobează la solidificare atomi trivalenţi acceptori de aluminiu care îi conferă o conductibilitate de tip p. Alierea conduce la obţinerea unui profil foarte abrupt al concentraţiei de impurităţi (vezi figura 3.13). Profilul foarte abrupt constituie singurul avantaj pentru care se mai utilizează această tehnică greoaie (de exemplu pentru realizarea diodelor Zener de tensiuni joase), la care astăzi s-a renunţat aproape în întregime.

• **Difuzia** este unul din procesele tehnologice „cheie" în fabricarea diodelor şi tiristoarelor.

În esenţă, difuzia constă în deplasarea lentă a atomilor de impuritate prin reţeaua monocristalină de siliciu, din zona concentraţiei ridicate de impurităţi în direcţia concentraţiei scăzute. În figura 3.14 este ilustrat

profilul concentraţiei de impurităţi (pe scurt profilul de difuzie pentru două cazuri reprezentative) :

a) Concentraţia la suprafaţă a impurităţilor N_S se menţine *constantă* pe toată durata difuziei. Cu alte cuvinte sursa de impurităţi este suficient de bogată încît să completeze mereu ceea ce pătrunde în semiconductor.

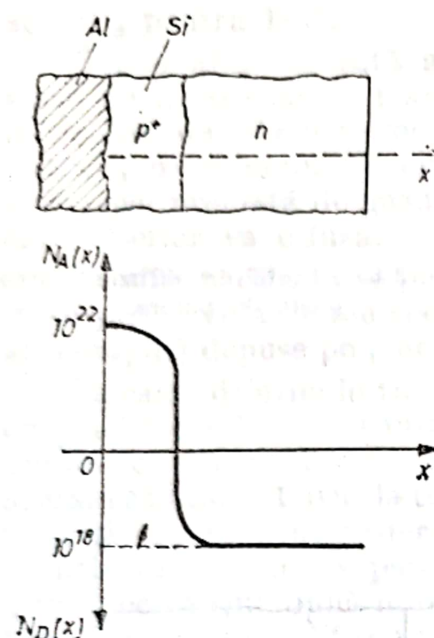


Fig. 3.13. Profil de impurităţi abrupt obţinut prin aliere. N_A şi N_S reprezintă concentraţiile de impurităţi acceptoare, respectiv donoare.

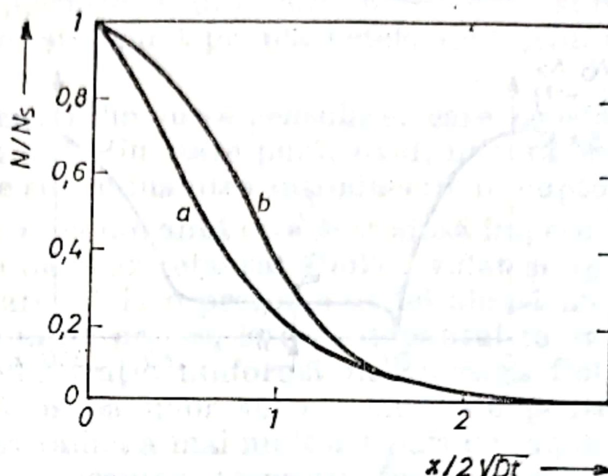


Fig. 3.14. Profile de impurităţi obţinute prin difuzie : (*a*) N_S = constant ; (*b*) Q = constant.

În acest caz concentraţia de impurităţi variază în adîncime (x) şi în timp (t) după relaţia

$$N(x, t) = N_S \operatorname{erfc} \frac{x}{2\sqrt{Dt}}, \tag{3.1}$$

unde D este coeficientul de difuzie al impurităţilor în siliciu.

b) Concentraţia N_S scade în timp pe durata difuziei, însă *cantitatea totală de impurităţi din semiconductor Q rămîne constantă*, ceea ce se întîmplă atunci cînd se îndepărtează sursa exterioară de impurităţi, iar difuzia are loc prin redistribuirea atomilor existenţi, proveniţi eventual din procesul descris la punctul *a*). În această situaţie profilul de impurităţi reprezintă o distribuţie Gaussiană

$$N(x, t) = \frac{Q}{\sqrt{\pi Dt}} \exp\left(-\frac{x^2}{4Dt}\right) = N_S(t) \exp\left(-\frac{x^2}{4Dt}\right). \tag{3.2}$$

Numeroase alte cazuri mai complicate se întîlnesc în practică şi sînt studiate în literatura dedicată difuziei, împreună cu rezolvările analitice sau numerice corespunzătoare.

Deşi difuzia are loc la orice temperatură, viteza de înaintare a celor mai uzuale specii de impuritate este neglijabilă sub 1000°C. Proiectantul

şi tehnologul de dispozitiv urmăresc să obţină în urma difuziei o adîncime controlată de pătrundere a impurităţilor utile pentru formarea joncţiunii (x_j), o concentraţie de suprafaţă N_S stabilită, precum şi un anumit profil $N(x)$ al impurităţilor. În figura 3.15 este reprezentat profilul tipic de difuzie al unei *diode de putere*, iar în figura 3.16 profilul de difuzie al unui *tiristor*.

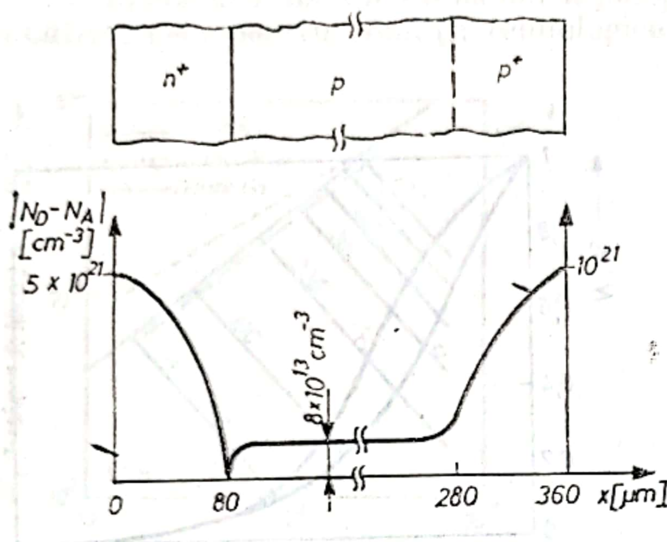


Fig. 3.15. Profil de difuzie pentru diode de putere.

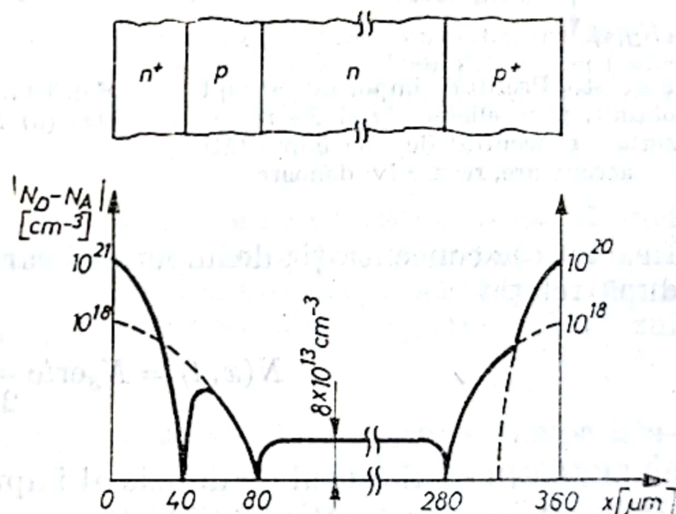


Fig. 3.16. Profil de difuzie pentru tiristoare de putere.

Difuzia se realizează în cuptoare speciale care permit controlul riguros al temperaturii şi curăţeniei procesului. Plachetele de siliciu, poziţionate în general vertical pe nacele adecvate, sînt introduse în tubul din cuarţ sau din carbură de siliciu al cuptorului, în zona de „palier" care asigură pentru temperatură o precizie mai bună de $\pm$ 0,5°C. Necesitatea acestei precizii atît de ridicate derivă din dependenţa exponenţială a coeficientului de difuzie de temperatura T

$$D = D_0 \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right) \qquad (3.3)$$

unde E_a reprezintă o energie de activare, iar k — constanta lui Boltzmann.

Difuzia poate avea loc în *tub deschis* sau *închis*.

În primul caz prin tubul cuptorului curge un gaz (de exemplu azot, oxigen sau un gaz inert), care transportă vapori ai speciei dopante. Aceşti vapori sînt introduşi în gazul purtător prin barbotarea, înaintea intrării în cuptor, a unor surse de difuzie lichide (de exemplu $POCl_3$ pentru fosfor şi BBr_3 pentru bor).

Într-o altă variantă atomii de impuritate provin din aşa-numitele surse de difuzie solide planare, care se prezintă sub forma unor plachete de bioxid de siliciu poros dopat (20...60%) cu compuşi ai impurităţii (nitruri, oxizi etc.). Specia de impuritate exdifuzează din aceste surse fiind apoi preluată de gazul purtător şi depusă pe plachetele de siliciu, în care ulterior va difuza.

În sfîrşit, difuzia se poate realiza şi din surse pensulate, care constau în suspensii volatile ale speciei difuzante (în stare pură, oxid, nitrură sau alt compus) depuse pe plachetele de siliciu înaintea introducerii în cuptor.

În cazul difuziei în tub închis, specia dopantă este introdusă împreună cu plachetele de siliciu într-un tub de cuarţ etanşat (fiolă), vidat şi apoi umplut cu un gaz inert (de obicei argon) la o presiune astfel aleasă încît aceasta să atingă 1 atm la temperatura de proces, la care dopantul se evaporă şi crează o atmosferă de concentraţie uniformă în întreaga fiolă. Difuzia în tub închis permite şi folosirea unor surse combinate pentru introducerea simultană în reţeaua cristalină a mai multor tipuri de impuritate (de exemplu difuzia de galiu — acceptor, respectiv fosfor — donor, din sursa de fosfură de galiu).

În sfîrşit, mai trebuie menţionat faptul că, în mediu oxidant la suprafaţa plachetei de siliciu se pot forma oxizi cu conţinut de atomi de impuritate (sticle dopate) care pot fi utilizate ca surse de difuzie în continuare, dar care prezintă şi dezavantajul de a constitui ulterior straturi nedorite, greu de îndepărtat de pe suprafaţă.

În *Tabelul 3.1* se face o comparaţie între diferitele tipuri de difuzie. Pentru dispozitivele semiconductoare de mare putere, cărora le sînt caracteristice costurile ridicate, difuzia în tub închis se dovedeşte superioară atît din punct de vedere tehnic, cît şi economic. În cazul dispozitivelor de mică şi medie putere, mult mai ieftine, sînt preferate — în primul rînd pe criterii economice — difuziile în tub deschis.

Diodele şi tiristoarele de putere se remarcă, printre altele prin *difuzii adînci* (x_j de ordinul a zeci de μm), *gradienţi de concentraţie mici la joncţiuni*, precum şi o deosebită *uniformitate a profilului de dopare* pe întreaga suprafaţă a plachetei. Toate acestea sînt necesare pentru obţinerea unor tensiuni de blocare cît mai mari, pe arii de siliciu care să asigure curenţi de conducţie foarte mari. Aşa se explică durata mare, uneori de zile în şir, a difuziilor pentru dispozitivele de putere. Pentru a mai cîştiga timp se folosesc temperaturile maxime care nu afectează iremediabil perfecţiunea reţelei cristaline, în intervalul 1200...1300°C.

În cazul diodelor de putere impurităţile utile de tip p difuzează *prin toată suprafaţa* viitorului anod iar cele de tip n *prin toată suprafaţa* viitorului catod. Se obţine în final o plachetă de siliciu cu straturi p^+pn sau n^+np aşa cum se vede în figura 3.17. Prin fragmentarea plachetei se obţin structurile diodelor de putere dorite.

Tabelul 3.1

Comparaţie între diferitele tipuri de difuzie.

Caracteristici / Tip difuzie	Tub deschis		Tub închis	
Sursa	gaz purtător	solidă planară	pensulată	simplă sau combinată
Uniformitatea pe plachetă	moderată	moderată	moderată	foarte bună
Uniformitatea pe lot	gradient de-a lungul tubului	bună	bună	foarte bună
Reproductibilitate	moderată	moderată	bună	bună
Selectivitate	da	da	nu	da
Număr paşi proces	2	2	1	1
Formare de sticle dopate	moderată	intensă	foarte intensă	de loc
Randament	moderat	moderat	moderat	foarte mare
Dopări combinate	nu	nu	faţă-spate	da
Sensibilitate la contaminare	mare	mare	mare	mică
Cost/difuzie	mic	moderat	foarte mic	foarte mare
Productivitate aproximativă	200 plachete pe lot	100 plachete pe lot	1000 plachete pe lot	1000 — 2000 plachete pe lot

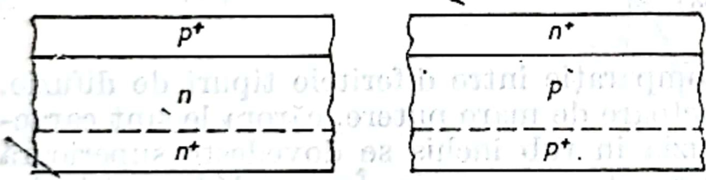


Fig. 3.17. Plachete de diode redresoare (difuzie neselectivă).

În cazul tiristoarelor şi triacelor difuzia impurităţilor de tip n care dopează catodul trebuie să aibă loc numai *prin anumite suprafeţe precis delimitate* ale plachetei de siliciu (vezi figura 3.18). Rezultă că în anumite

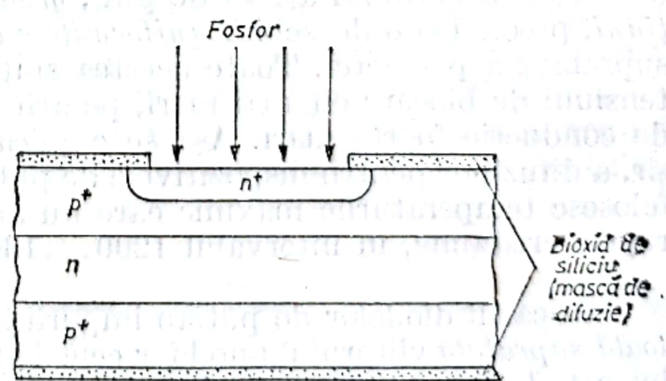


Fig. 3.18. Difuzia selectivă la tiristoare.

porţiuni pătrunderea atomilor de impuritate trebuie împiedicată cu ajutorul unui strat de baraj cu geometrie adecvată. Se utilizează tehnologia

atît de ingenioasă care a revoluționat fabricarea dispozitivelor semiconductoare și a condus la apariția circuitelor integrate: **fotogravura** straturilor de bioxid de siliciu. Proprietatea bioxidului de siliciu de a fi în oarecare măsură „impermeabil" la pătrunderea unora dintre speciile de atomi utili de impuritate (de exemplu fosfor, bor) îl face să fie un strat de baraj ideal pentru scopul arătat mai sus. Tehnica de fotogravură constă în delimitarea cu mijloace fotochimice a zonelor acoperite cu oxid de zonele în care oxidul a fost îndepărtat (gravat), așa cum reiese din desenul simplificat din figura 3.19 în cazul utilizării așa-numitului strat fotosensibil

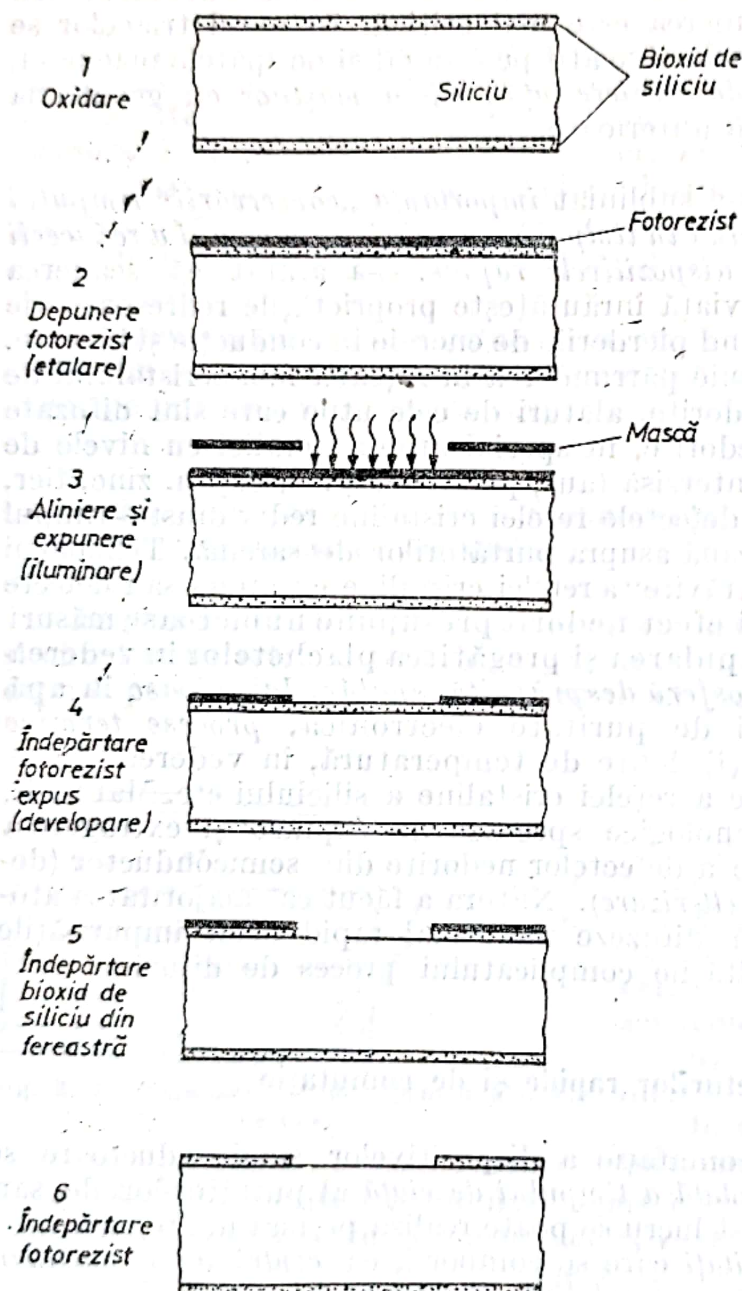


Fig. 3.19. Etapele procesului de fotogravură.

(fotorezist) pozitiv, care în zonele iluminate devine solubil în soluții specifice. O situație inversă, dar similară ca mod de lucru, se petrece în cazul utilizării fotorezistului negativ (devine solubil în porțiunile neexpuse la lumină).

O metodă mai rapidă şi mult mai ieftină decit procesele fotolitografice, aplicabilă numai plachetelor rugoase şi pentru geometrii cu toleranţe necritice (zeci de μm), constă în mascarea serigrafică a plachetelor, prin depunerea pe suprafaţa plachetei a unei pelicule de cerneală serigrafică, printr-o sită fină care a fost în prealabil impermeabilizată selectiv prin metode fotografice. Această tehnică se aplică la fabricarea tiristoarelor de putere mare, ale căror dimensiuni orizontale minime depăşesc 100 μm.

Un aspect specific proceselor selective (atit pentru difuzii, cit şi metalizările ulterioare) rezidă în necesitatea *alinierii măştilor* în fazele succesive de fotogravură sau serigrafie. Cu cit toleranţele dimensionale ale structurii sînt mai reduse, cu atît alinierea este mai critică. În cazul triacelor se practică difuzii şi metalizări selective atit pe faţa cit şi pe spatele plachetei, astfel încît este necesară *dubla aliniere faţă-spate a măştilor* cu geometria orizontală realizată la fazele anterioare.

În capitolul precedent s-a subliniat *importanţa „conservării" timpului de viaţă al purtătorilor de sarcină în timpul procesului tehnologic şi a reducerii lui controlate numai pentru dispozitivele rapide*. S-a arătat că scăderea necontrolată a timpului de viaţă înrăutăţeşte proprietăţile redresoare ale diodelor şi tiristoarelor, mărind pierderile de energie în conducţie şi blocare. Pericolul principal îl constituie pătrunderea în reţeaua monocristalului de siliciu a unor impurităţi nedorite, alături de cele utile care sînt difuzate intenţionat. Impurităţile nedorite, în special atomi metalici cu nivele de energie „adînci" în banda interzisă (aur, platină, argint, cupru, zinc, fier, nichel, sodiu ş.a.) precum şi defectele reţelei cristaline reduc drastic timpul de viaţă prin efectul de capcană asupra purtătorilor de sarcină. Tehnologii vorbesc de un fenomen de „otrăvire" a reţelei cristaline cu atomi sau defecte capcană. Evitarea acestui efect nedorit presupune numeroase măsuri de precauţie pentru manipularea şi pregătirea plachetelor în vederea şi în timpul difuziei : *atmosferă desprăfuită, spălări laborioase* în apă demineralizată şi reactivi de puritate electronică, *procese termice riguros controlate* cu variaţii lente de temperatură, în vederea reducerii riscului de deteriorare a reţelei cristaline a siliciului etc. Mai mult, sînt practicate procese tehnologice specifice de captare şi extragere a impurităţilor şi de anihilare a defectelor nedorite din semiconductor (denumite generic *procese de getterizare*). Natura a făcut ca majoritatea atomilor metalici „paraziţi" să difuzeze mult mai rapid decît impurităţile utile sporind astfel dificultăţile complicatului proces de difuzie.

3.2.2. Realizarea structurilor rapide şi de comutaţie

Creşterea vitezei de comutaţie a dispozitivelor semiconductoare se obţine prin *reducerea controlată a timpului de viaţă* al purtătorilor de sarcină mobili minoritari. Acest lucru se poate realiza pe mai multe căi :

a) difuzia unor *impurităţi* care se comportă ca *centri de recombinare* pentru purtătorii mobili (de exemplu aur sau platină) ;

b) inducerea unor *defecte în reţeaua monocristalină*, prin iradiere cu particule elementare suficient de energetice (electroni, neutroni), defectele create avînd acelaşi rol de *centri de recombinare* pentru purtătorii mobili. Spre deosebire de primul caz, efectele iradierii sînt reversibile în urma unui tratament termic de temperatură nu prea ridicată (sute de °C), ceea

ce oferă posibilitatea reluării pentru remediere a unor eventuale iradieri nereușite, fără a compromite rezultatele tratamentelor termice anterioare, desfășurate la temperaturi mult mai ridicate.

O precauție specială trebuie luată în privința *parametrilor electrici care se altercază în urma reducerii timpului de viață al purtătorilor minoritari*: tensiunile de conducție în direct și curenții de blocare *cresc*, iar sensibilitatea față de impulsurile de comandă *scade*. Așadar, din punct de vedere tehnologic se impune găsirea unui proces optimizat de creștere a vitezei de comutație fără compromiterea peste anumite limite a celorlalte performanțe de dispozitiv.

Timpul de comutare poate fi redus suplimentar micșorînd cantitatea totală de sarcină de minoritari stocată, prin reducerea grosimii regiunii slab dopate, cu prețul scăderii capabilității de blocare, dar și cu avantajul micșorării căderii de tensiune în direct. Pentru aceasta, structura activă se realizează într-un strat de siliciu subțire, slab dopat, crescut epitaxial pe un substrat de siliciu gros, cu conductibilitate electrică foarte mare, avînd în primul rînd rolul unui suport mecanic adecvat. Acesta este cazul *diodelor ultrarapide*.

O metodă radicală de reducere practic la zero a timpilor de comutație constă în realizarea unor dispozitive a căror funcționare nu se mai bazează decît pe purtătorii de sarcină majoritari — *diodele Schottky*.

3.2.3. Realizarea contactelor ohmice pe suprafețele electrozilor principali sau de comandă

Legătura electrică dintre monocristalul de siliciu dopat cu impurități și circuitul exterior se realizează prin intermediul unor straturi metalice depuse pe suprafața electrozilor principali (anod, catod) și de comandă (poarta, în cazul tiristoarelor). Așa cum rezultă și din figura 3.20 metalele de contact se depun după ce este realizată configurația straturilor *pn* specifică dispozitivului. *Contactul ohmic* al structurilor de putere trebuie să îndeplinească cerințe comune și altor dispozitive semiconductoare [6]:

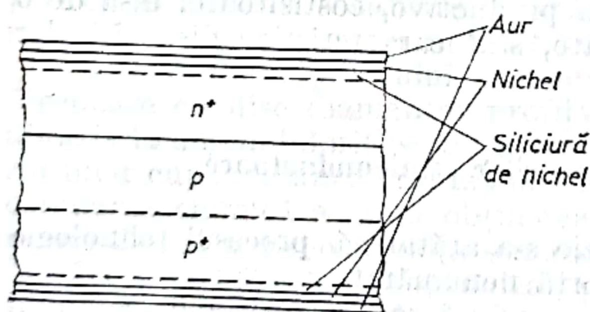


Fig. 3.20. Metalizare chimică pentru plachete de diode.

a) rezistență de contact minimă;

b) aderență maximă a stratului metalic;

c) compatibilitatea metalului depus cu elementele de contact din construcția dispozitivului semiconductor, exterioare structurii.

Dispozitivelor de putere le sînt însă caracteristice *suprafețele mari ale contactului* (pînă la zeci de cm²) și *solicitarea termică deosebit de intensă* (variații de temperatură de zeci de grade în cîteva secunde). O degradare a contactului chiar pe o porțiune redusă din suprafața metalizată poate compromite în timp scurt întregul dispozitiv prin disiparea masivă de putere în porțiunea afectată. Apare deci justificată preocuparea producă-

torului pentru un contact neredresor ferm, cu rezistență indelungată la variațiile de temperatură.

Caracterul ohmic al contactului metal-semiconductor constă în *valoarea extrem de redusă a rezistenței specifice de contact.* Acest parametru este condiționat de înălțimea și lărgimea barierei de potențial ce se formează între metal și semiconductor [6]. O barieră suficient de scăzută și/sau îngustă asigură micșorarea rezistenței specifice de contact sub 10^{-4} Ωcm^2, astfel incit căderea de tensiune pe contact (mult sub 10 mV la o densitate de curent de 100 A/cm^2) este neglijabilă în raport cu tensiunile pe zonele active ale dispozitivului. Metalele uzuale conduc la bariere prea înalte pentru obținerea contactelor ohmice, așa încît în practică se preferă îngustarea barierei prin *doparea superficială* puternică cu impurități a semiconductorului. În cazul dispozitivelor de putere, aceasta se realizează în primul rînd prin difuzie, dar și prin penetrarea în semiconductor a unor atomi dopanți conținuți în stratul metalic (chiar atomi ai metalului — în cazul contactelor de aluminiu pe siliciu, sau impurități din stratul metalic — de exemplu fosforul conținut în stratul de nichel depus chimic), în urma tratamentului termic postmetalizare.

Pentru realizarea contactului ohmic pe structurile diodelor și tiristoarelor de putere se folosesc trei tehnologii principale.

a) *depunerea chimică și electrochimică* a unuia sau mai multor straturi de metal (nichel, aur, plumb, etc.) ;

b) *depunerea prin evaporare în vid* a unuia sau mai multor straturi de metal (nichel, crom, titan, argint, aur, etc.) ;

c) *alierea* siliciului (de exemplu cu aluminiu, eventual aliaj aluminiu-siliciu) pe un suport metalic (wolfram, molibden) cu coeficientul de dilatare apropiat care să confere ansamblului siliciu-suport a rezistență ridicată la variații de temperatură.

Metodele chimice, foarte productive, dar cu un grad mai scăzut de uniformitate și reproductibilitate, sînt utilizate cu predilecție pentru dispozitivele de mică și medie putere. Evaporarea și alierea pe electrod termocompensator, procese mai puțin productive, costisitoare, însă de o bună reproductibilitate și uniformitate, sînt caracteristice dispozitivelor de mare putere (arie mare).

3.2.4. Separarea și pasivarea structurilor semiconductoare

În descrierea procesului de difuzie s-a arătat că procesul tehnologic de realizare a joncțiunilor *pn* comportă nenumărate precauții și măsuri de acuratețe. Printr-o fabricație bine condusă se pot realiza în volumul semiconductorului joncțiuni cu excelente proprietăți de blocare (cu alte cuvinte curenții reziduali foarte mici și inițierea avalanșei uniform, în întreg volumul structurii).

Din păcate, în toate cazurile, joncțiunea *pn* are porțiuni care ies la suprafață venind în contact cu mediul înconjurător.

În calitate de exemple tipice se vor examina cele două structuri desenate în figura 3.21. În cazul (*a*) impuritățile au difuzat în siliciu printr-o fereastră deschisă în stratul de bioxid de siliciu, formînd o joncțiune *pn*. Se observă că zona în care joncțiunea iese la suprafață este protejată de stratul de oxid. În practică, această tehnologie, denumită „*planară*“ nu poate asigura tensiuni înalte de blocare deoarece cu mult înainte ca ava-

lanşa să se producă în zona plană, *apare străpungerea în porţiunea de curbură a joncţiunii*, unde cîmpul electric este mult mai intens. La dispozitivele de putere această tehnologie este utilizată pentru obţinerea joncţiunilor nesupuse unor tensiuni de blocare mari (de exemplu joncţiunea poartă-catod la tiristoare).

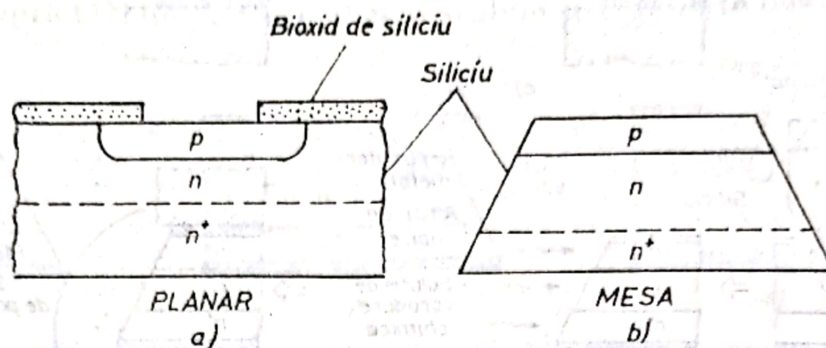


Fig. 3.21. Joncţiuni *pn* planară (*a*) şi mesa (*b*).

Diodele şi tiristoarele de putere sînt realizate în cvasitotalitatea lor printr-o altă tehnologie, evitîndu-se curbarea joncţiunilor *pn* care trebuie să suporte tensiuni de blocare ridicate. Impurităţile sînt difuzate prin toată suprafaţa structurii, iar joncţiunea *pn* iese din volum printr-o porţiune, situată pe „muchia" structurii. Tehnologia, ca şi structurile de acest tip poartă denumirea de „*mesa*". *Comportarea în volum a structurilor „mesa" este excelentă, dar prelucrarea şi protejarea suprafeţei laterale presupune o complicată succesiune de operaţiuni pentru separarea structurilor, realizarea profilului lateral tip „mesa" şi — în final — pasivarea acestei zone.* Aceste operaţiuni sînt ilustrate pentru cîteva situaţii concrete în figura 3.22.

• **Separarea structurilor** semiconductoare din placheta de siliciu se poate realiza cu mijloace mecanice (zgîriere cu vîrf diamantat, decupare cu jet abraziv — sablare), chimice (corodarea selectivă a unor şanţuri în placheta de siliciu) sau cu laser (topire locală a semiconductorului).

• **Conturarea profilului „mesa"** se bazează pe metode mecanice (decupare cu disc diamantat profilat, conturare prin sablare cu jet de abraziv la unghiul dorit, şlefuire mecanică în suspensie abrazivă cu ajutorul unor cupe metalice cu rază de curbură adecvată) sau chimice (însăşi corodarea chimică asigură obţinerea unui astfel de profil). Din raţiuni legate de fizica dispozitivului semiconductor, comentate în capitolul precedent, profilul „mesa" optimizat presupune asigurarea unor unghiuri bine alese între joncţiunile *pn* şi suprafaţa laterală a structurii. Pentru ca străpungerea să nu aibă loc în zona de margine a structurii, este necesară realizarea aşa-numitului unghi favorabil *pozitiv* (unghi ascuţit în zona slab dopată — vezi figura 3.23). În cazul tiristoarelor, existenţa a două joncţiuni paralele care trebuie să blocheze tensiuni mari crează complicaţii în asigurarea unghiului favorabil pentru ambele joncţiuni (vezi figura 3.23).

• **Pasivarea** presupune, ca etapă preparativă, prelucrarea chimică a suprafeţei laterale pentru îndepărtarea stratului de siliciu perturbat mecanic şi impurificat (decapare), urmată de acoperirea acestei suprafeţe cu un strat dielectric protector, de natură organică (polimer) sau anorganică (sticlă specială, oxizi), care are atît rol de pasivare, adică de a forma legături chimice cu atomii de la suprafaţă rămaşi cu legături nesatisfăcute în urma întreruperii reţelei cristaline, cît şi rol de protecţie faţă de agresivitatea fizico-chimică a ambianţei înconjurătoare (umiditate, ioni mobili

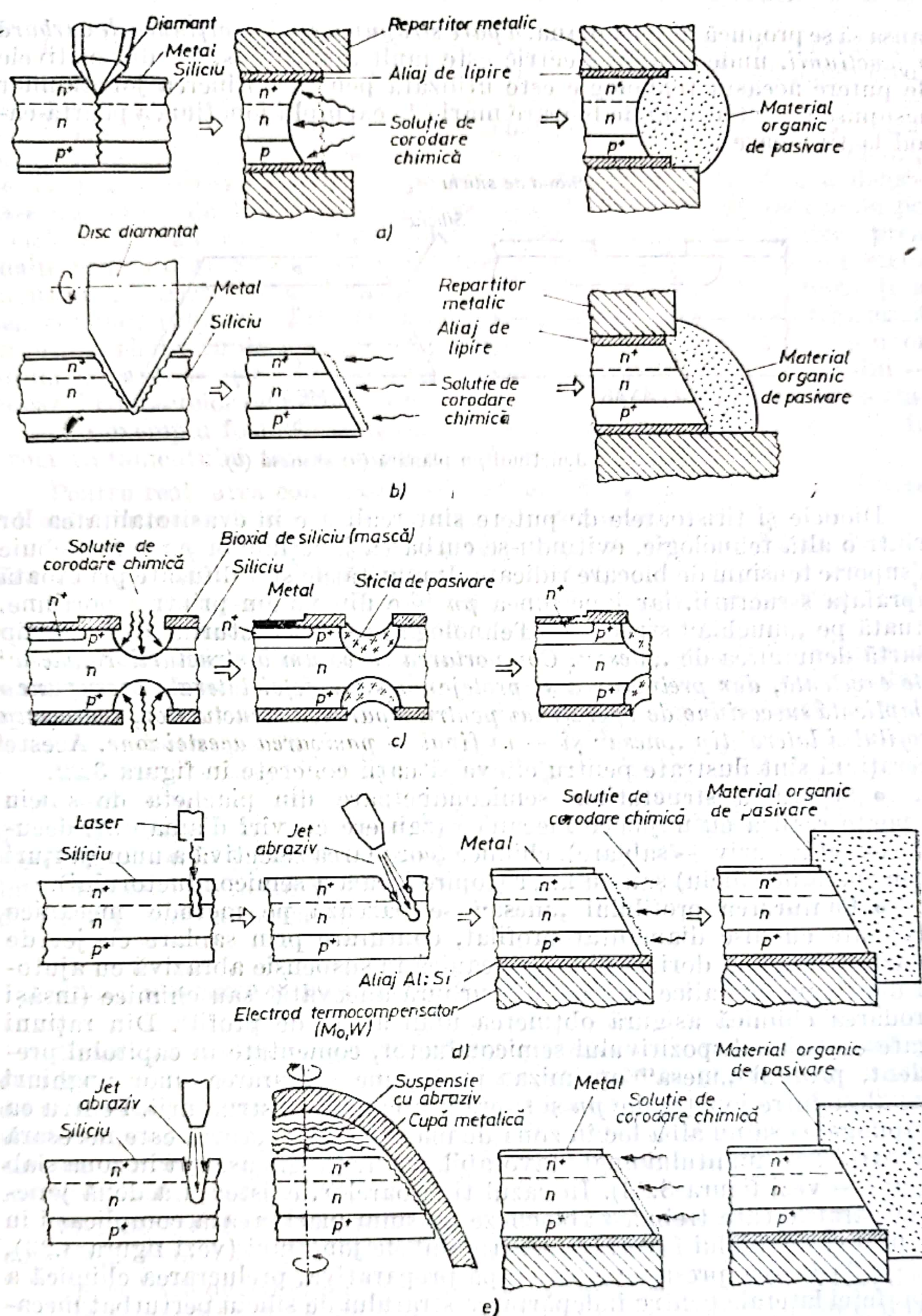


Fig. 3.22. Metode de separare, profilare și pasivare a structurilor mesa: (*a*) diodă decupată cu vîrf diamantat, profilată mesa prin corodare chimică și pasivată organic; (*b*) diodă decupată și profilată mesa cu disc diamantat, corodată chimic și pasivată organic; (*c*) tiristor profilat mesa prin corodare chimică, pasivat cu sticlă și separat cu disc diamantat; (*d*) diodă decupată cu laser, profilată mesa cu jet abraziv, corodată chimic și pasivată organic; (*e*) diodă decupată cu jet abraziv, profilată mesa cu suspensie abrazivă în cupă metalică, corodată chimic și pasivată organic.

etc.). În plus, eventualele sarcini electrice fixe sau mobile (ioni) din stratul dielectric influenţează cîmpul electric din semiconductor în apropierea suprafeţei laterale.

Dacă se imaginează dispozitivul real ca fiind format dintr-un dispozitiv „de volum“ şi unul „de suprafaţă“ conectate în paralel (vezi figura 3.24) rezultă că obiectul pasivării este obţinerea unui dispozitiv „de suprafaţă“ cu proprietăţi de blocare cît mai stabile şi apropiate de cele de „volum“.

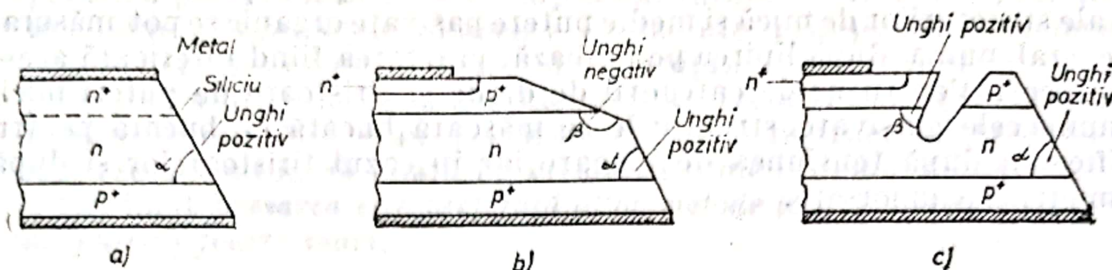


Fig. 3.23. Profile mesa : (*a*) diodă cu unghi pozitiv ; (*b*) tiristor cu unghi pozitiv (α), şi negativ (β) ; (*c*) tiristor cu dublu unghi pozitiv (α, β).

Dependenţa puternică a curentului rezidual I_{RS} de forma, calitatea prelucrării şi curăţenia suprafeţei fac din pasivare *una dintre etapele cele mai critice în realizarea diodelor şi tiristoarelor de putere*. De cele mai multe ori problemele de blocare ale acestor dispozitive provin din şuntarea volumului de către curenţii reziduali de valoare mai mare pe suprafaţă. De calitatea şi stabilitatea legăturilor chimice formate la interfaţa pasivant-semiconductor şi de starea electrică rezultată în urma „fixării“ diferitelor specii de ioni depind în mod esenţial proprietăţile de blocare ale viitorului dispozitiv.

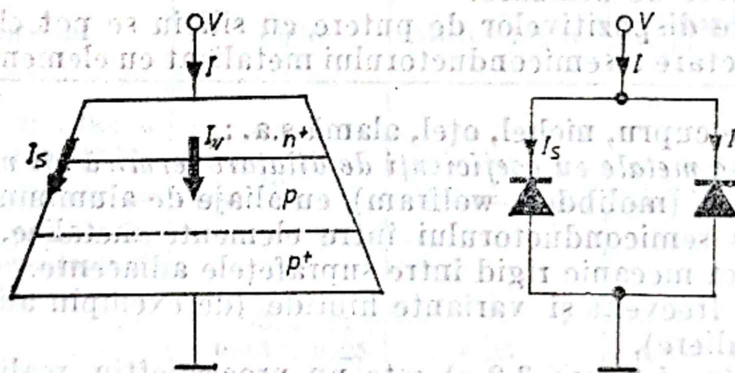


Fig. 3.24. Diodă mesa şi schema sa echivalentă în blocare (cu două diode în paralel).

În timp ce *pasivarea cu sticlă* (*glasivare*) se aplică pe plachetă, la nivelul structurii, *pasivarea organică* se realizează în general pe structuri lipite sau aliate pe elemente metalice, care conferă robusteţea mecanică necesară în timpul procesului. Ambele metode au avantaje şi dezavantaje care, în prezent, delimitează folosirea uneia sau alteia în funcţie de scopul urmărit şi nivelul tehnologic al producătorului. Este cert că glasivarea cîştigă teren, dar deocamdată pasivanţii organici sînt preferaţi pentru dispozitivele de mare putere şi înaltă tensiune. În cazul diodelor şi tiristoarelor de mică şi chiar medie putere, anumite tehnologii de glasivare conferă o stabilitate excepţională în blocare.

Este important ca tehnologia folosită să permită o caracterizare cît mai completă a structurilor înainte de încapsulare. În acest fel se evită cheltuiala materială și manopera aferente încapsulării unor structuri defecte. În cazul dispozitivelor de mare putere se măsoară pe structuri (aliate) cvasi-totalitatea parametrilor electrici ai dispozitivului final, decizia de montaj fiind temeinic justificată. Pentru structurile mici care se fabrică în număr de sute de mii sau milioane pe lună se face apel la metode statistice de evaluare a calității pentru luarea deciziei de montaj. Proprietățile de blocare ale structurilor de mică și medie putere pasivate organic se pot măsura, în general, numai după lipirea pe ambază, pasivarea fiind ulterioară acestui proces. Pentru unele categorii de diode și tiristoare de puteri mici, și anume cele glasivate, structurile se măsoară bucată cu bucată pentru clasificarea după tensiunea de blocare iar în cazul tiristoarelor și după parametrii de amorsare.

3.3. Încapsularea

Structura semiconductoare se montează, în general, pe un *suport metalic* (*ambază*, *grilă*) și se închide cu ajutorul unei piese numită *capotă*, care conține *trecerea metal-dielectric* (*ceramică*, *sticlă*) sau prin *înglobare într-o rășină dielectrică* de încapsulare.

Încapsularea asigură, pe de o parte, contactarea electrică, termică și mecanică adecvată a structurii semiconductoare, făcînd-o accesibilă din punct de vedere electric și termic dinspre exterior, iar pe de altă parte, protecția față de mediul înconjurător (umiditate, praf, agenți chimici, ionizare, radiații), robustețea mecanică și manevrabilitatea necesare în condițiile concrete de utilizare.

Tehnologiile dispozitivelor de putere cu siliciu se pot clasifica după modul de contactare a semiconductorului metalizat cu elementele metalice adiacente [7]:

a) *lipirea* pe cupru, nichel, oțel, alamă ș.a.;

b) *alierea pe metale cu coeficienți de dilatare termică cît mai apropiați de cel al siliciului* (molibden, wolfram), cu aliaje de aluminiu și siliciu;

c) *presarea* semiconductorului între elemente metalice, evitîndu-se astfel un contact mecanic rigid între suprafețele adiacente.

Se utilizează frecvent și variante hibride (de exemplu aliere + lipire, sau presare + aliere).

• **Lipirea** (vezi figura 3.2.*a*) este un proces ieftin, realizat cu aliaje pe bază de plumb în cuptoare la temperaturi nu prea ridicate (250 ... 450°C), cu atmosferă reducătoare (hidrogen sau azot hidrogenat ultrapure) în vederea evitării prezenței oxizilor în/pe materialele care participă la lipire. Limitările legate de cavitățile formate în aliajul de lipire, diferențele de coeficienți de dilatare ai materialelor adiacente, umectarea imperfectă ș.a. fac ca această metodă să fie utilizată în mod curent mai ales în domeniul puterilor mici și medii.

• **Alierea** (vezi figura 3.2.*b*) prezintă proprietăți superioare lipirii (aderență îmbunătățită, densitate mult mai mică a cavităților în aliaj, împerechere a coeficienților de dilatare, micșorarea tensiunilor mecanice în siliciu și aliaj) însă este mai costisitoare, aplicîndu-se în special dispozitivelor de puteri și arii mari. Procesul are loc la temperaturi mai ridicate (600 ... 800°C) în atmosferă reducătoare de înaltă puritate.

• **Presarea** (vezi figurile 3.2.*c* . . .*e*) conduce la complicarea considerabilă a construcției dispozitivului. Astfel, se remarcă prezența unor elemente auxiliare (elemente metalice pentru contact și pentru preluarea denivelărilor elementelor adiacente, elemente elastice pentru asigurarea forțelor de presare necesare — sute de kN, elemente dielectrice pentru izolări interioare). Piesele puse în contact trebuie să fie deosebit de curate și prelucrate cu înaltă precizie, iar atmosfera din capsulă trebuie să fie inertă, pentru a preveni formarea în timp a straturilor de oxid pe suprafețele puse în contact. Suprafețele adiacente contactate prin presare trebuie să constituie în general perechi de metale cu proprietăți antifricțiune, care se vor putea deforma (în urma variațiilor termice) relativ independent, cu micșorarea corespunzătoare a solicitărilor mecanice distructive. Astfel de deformări se accentuează odată cu creșterea dimensiunilor ariilor contactate, astfel încît *presarea este preferată altor metode la dispozitivele de arii (deci de puteri) foarte mari.*

În continuare, în *Tabelul 3.2*, se compară performanțele corespunzătoare celor trei metode de contactare [7]. Se notează cu P_0 puterea maximă în curent continuu la o densitate dată de curent în conducție directă (de exemplu 100 A/cm²) prin semiconductorul avînd aria activă S. În primă aproximație $P_0 \sim S$. Rezistențele specifice de contact și cele serie parazite sînt neglijabile. Rezistența termică joncțiune-capsulă (R_{thj-c}) are variația aproximativă $R_{thj-c} \sim 1/S \sim 1/P_0$, ceea ce este confirmat în figura 3.25.

Tabelul 3.2

Comparație între performanțele metodelor de contactare la cîteva tipuri semnificative de diode și tiristoare fabricate la *IPRS-BANEASA*, pentru $P_0 = 1 \ldots 1500$ W.

Parametrul	Lipire	Aliere+Lipire	Presare+Aliere	Presare
Rezistențele specifice de contact și serie parazite $< (\ll)(\Omega\ \text{cm}^2)$	10^{-4}	10^{-4}		
Rezistențele specifice termice joncțiune-capsulă (°Ccm²/W)				
— grilă	0,35...0,4			
— ambază	0,15...0,25	0,38	0,33...0,45	0,38
— disc			0,18...0,27	
Stress maxim				
— aliaj : σ(kgf/mm²)	—(24...40)	—(12...14)		—
— aliaj : σ/σ_r	0,45...1	0,38(Al)...0,64(Al-Si)		—
Număr minim cicluri oboseală termică	$0,5 \cdot 10^4$	10^4	$2 \cdot 10^4$	$>2 \cdot 10^4$
C_c/C_t				
— cu Au	0,06...0,08	0,58	0,31...0,50	
— fără Au	0,004...0,01		0,22...0,28	0,17
C_c/P_0				
— cu Au	0,10...0,25	1,70	0,65...1,08	
— fără Au	0,007...0,015		0,44...0,82	0,47

La puteri scăzute (S mic) evacuarea laterală considerabilă a căldurii alterează această proporţionalitate. Rezistenţa specifică termică joncţiune-capsulă ($R_{thj-c} \cdot S$) este minimă pentru dispozitive lipite pe ambază de cupru, crescînd considerabil în cazul lipirii pe alamă sau alierii pe molibden (urmată de lipire sau presare pe cupru). Atunci cînd are loc

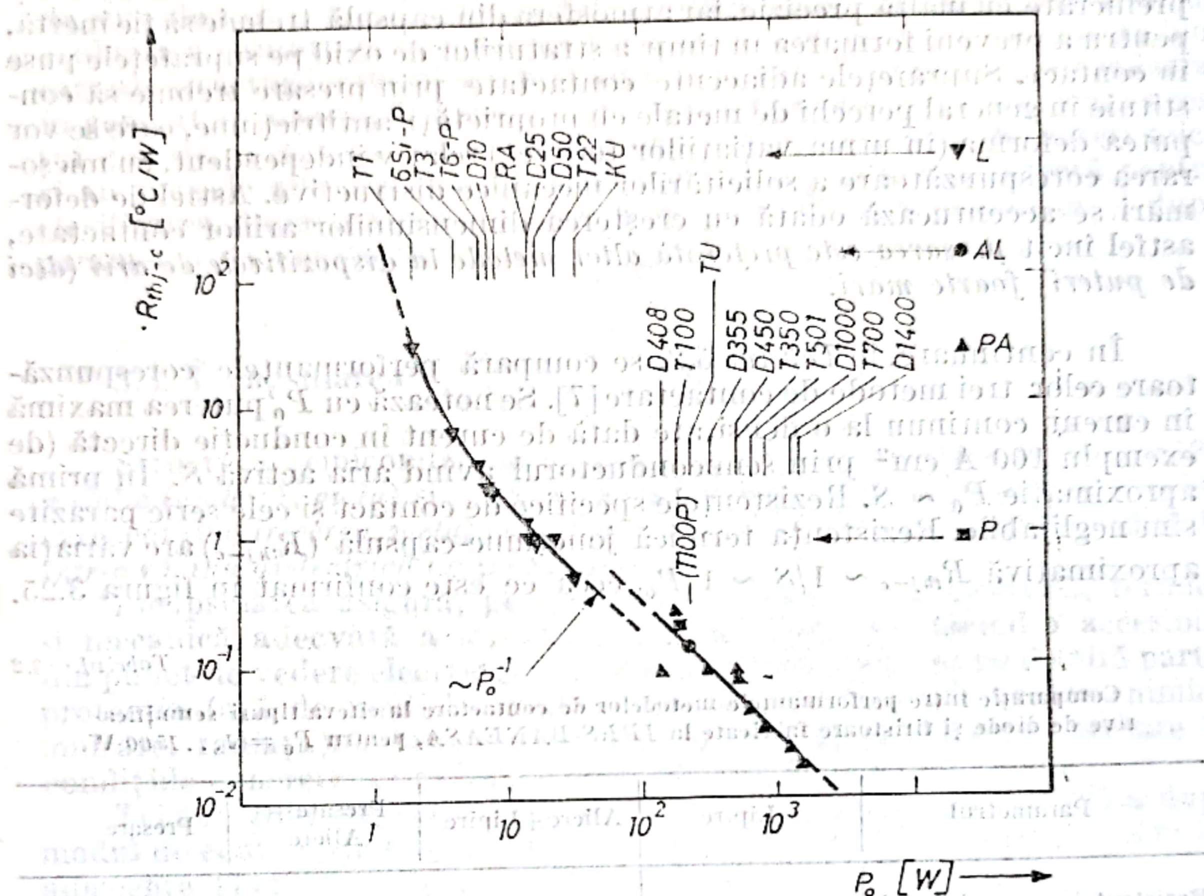


Fig. 3.25. Rezistenţa termică joncţiune-capsulă în funcţie de puterea maximă în curent continuu la 100 A/cm², pentru diferite tehnologii de contactare utilizate la *IPRS-BĂNEASA*. (*L* — lipire, *AL* — aliere şi lipire, *P* — presare, *PA* — presare şi aliere).

evacuarea bilaterală a căldurii (cazul capsulelor disc), acest parametru se reduce practic cu 50%. Solicitările termo-mecanice, exprimate prin raportul dintre tensiunile mecanice (σ) şi valoarea acestora la rupere (σ_r) sînt mari în cazul lipirii, medii în cazul alierii şi practic nule în cazul presării pure, ceea ce conduce la îmbunătăţirea considerabilă a rezistenţei la oboseală termică * în cazul alierii în comparaţie cu lipirea, respectiv în cazul presării în comparaţie cu alierea.

În alegerea metodei de contactare nu se poate face abstracţie de aspectele economice. În figura 3.26 este ilustrată variaţia costurilor materiale totale (C_t), respectiv aferente contractării (C_c), în funcţie de P_0. Este de aşteptat $C_c \sim S$, ceea ce este confirmat de proporţionalitatea $C_c \sim P_0$. Odată cu trecerea de la lipire, la aliere şi apoi la presare, creşte ponderea C_c în C_t, datorită în primul rînd elementelor metalice şi auxiliare

* Variatii rapide şi repetate ale temperaturii, de exemplu între 25°C şi 125°C, între 30 . . . 300 s

(o contribuţie însemnată avînd şi materialele utilizate pentru metalizarea semiconductorului). Altfel spus, *creşte costul pe watt al contractării*. Cele arătate explică opţiunea pentru lipire la puteri mici şi medii, respectiv pentru aliere şi presare la puteri mari.

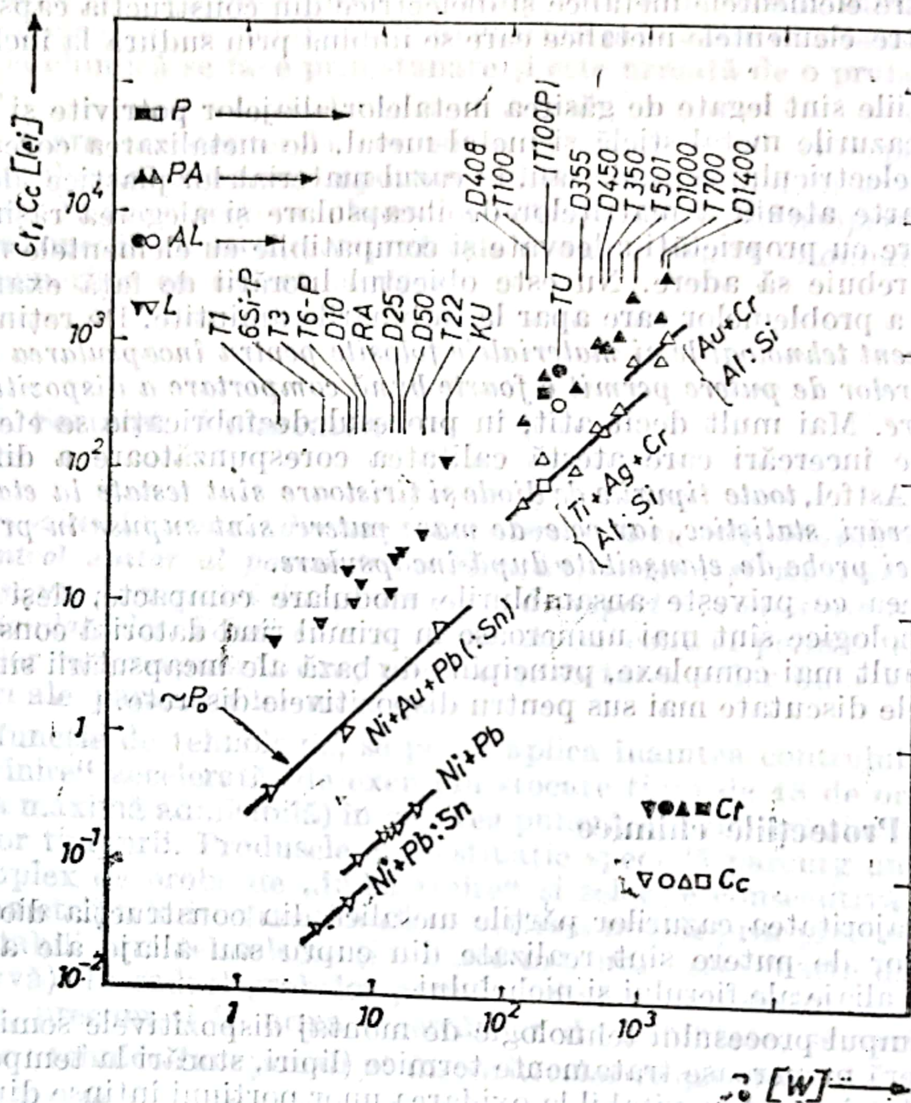


Fig. 3.26. Costurile materiale totale (C_t) şi cele aferente contactării (C_c), în funcţie de puterea maximă în curent continuu la 100 A/cm², pentru diferite tehnologii de contactare utilizate la *IPRS-BĂNEASA* (*L* — lipire, *AL* — aliere şi lipire, *P* — presare, *PA* — presare şi aliere).

Închiderea etanşă a capsulelor de diode şi tiristoare presupune precauţii şi tehnologii speciale, datorită rolului deosebit pe care încapsularea îl joacă în fiabilitatea produsului. Într-adevăr cele mai multe dispozitive de putere sînt supuse unor intense solicitări termice şi electrice. Variaţiile rapide de temperatură, cîmpurile electrice de valoare ridicată, agenţii chimici ş.a., acţionează asupra materialelor din construcţia dispozitivului şi în mod cu totul deosebit în zonele de îmbinare a unor materiale diferite: lipiri, suduri. Transformările microscopice care au loc în timp sub acţiunea factorilor amintiţi pot crea puncte sau porţiuni în care se produce o „îmbătrînire" accelerată, cu pierderea proprietăţilor iniţiale. În consecinţă, o bună parte din eforturile specialiştilor se concentrează asupra găsirii combinaţiilor de materiale şi tehnologiilor de prelucrare care conferă

rezistența maximă la factorii de „stress" electric, termic, mecanic, chimic sau combinat.

Sînt importante trei *zone principale de îmbinare* (vezi figura 3.2):

a) între structura semiconductoare și electrozii exteriori;

b) între elementele metalice și dielectrice din construcția capsulei;

c) între elementele metalice care se îmbină prin sudură la închiderea capsulei.

Soluțiile sînt legate de găsirea metalelor/aliajelor potrivite și compatibile în cazurile metal-sticlă și metal-metal, de metalizarea corespunzătoare a dielectricului ceramic sau, în cazul materialelor plastice, de prelucrarea foarte atentă a matrițelor de încapsulare și alegerea rășinilor de încapsulare cu proprietăți adecvate și compatibile cu elementele metalice pe care trebuie să adere. Nu este obiectul lucrării de față examinarea detaliată a problemelor care apar la îmbinările amintite. De reținut doar că *în prezent tehnologiile și materialele folosite pentru încapsularea diodelor și tiristoarelor de putere permit o foarte bună comportare a dispozitivelor în funcționare*. Mai mult decît atît, în procesul de fabricație se efectuează numeroase încercări care atestă calitatea corespunzătoare a diferitelor îmbinări. Astfel, *toate tipurile de diode și tiristoare sînt testate la etanșeitate prin prelevări statistice, iar cele de mare putere sînt supuse în procent de 100% unei probe de etanșeitate după încapsulare.*

În ceea ce privește ansamblurile modulare compacte, deși problemele tehnologice sînt mai numeroase în primul rînd datorită construcției interne mult mai complexe, principiile de bază ale încapsulării sînt identice cu cele discutate mai sus pentru dispozitivele discrete.

3.4. Protecțiile chimice

În majoritatea cazurilor părțile metalice din construcția diodelor și tiristoarelor de putere sînt realizate din cupru sau aliaje ale acestuia, precum și aliaje ale fierului și nichelului.

În timpul procesului tehnologic de montaj dispozitivele semiconductoare suferă numeroase tratamente termice (lipiri, stocări la temperatură) care conduc în mod inevitabil la oxidarea unor porțiuni întinse din suprafețele metalice exterioare. Straturile de oxid împiedică lipirea corectă a dispozitivelor în cablaj sau contactul electric ferm în cazul fixării pe radiator. Pe de altă parte, chiar dacă prin precauții speciale s-ar obține în final un dispozitiv „curat", fără straturi de oxid, funcționarea în diferite medii umede sau corozive ar produce o degradare rapidă a suprafețelor exterioare. Nu trebuie uitat și faptul că încălzirea dispozitivului în funcționare accelerează cinetica procesului de oxidare a suprafețelor și îmbinărilor metalice.

În consecință, *înaintea controlului electric final și marcării toate dispozitivele semiconductoare de putere sînt supuse unei protecții chimice corespunzătoare.*

Protecția chimică constă în depunerea aderentă pe toate părțile metalice a unui strat de staniu sau nichel de grosime suficientă pentru a rezista agresiunii chimice sau climatice a mediului înconjurător. Grosimea stratului depus variază de la 3...7 μm pentru condiții normale de funcționare ajungînd, pînă la 10...15 μm pentru condiții speciale. Încercările

pentru evaluarea calității depunerilor sînt standardizate și asigură verificarea accelerată a comportării dispozitivelor în mediul specificat așa cum se descrie în capitolele următoare. Spre exemplu, funcționarea în mediu tropical este simulată prin încercări de căldură umedă, în timp ce condițiile marine se reproduc prin încercări severe de ceață salină. Pentru dispozitivele care se montează în aparatură prin lipire cu aliaje de cositor protecția chimică se face prin stanare și este urmată de o probă de sudabilitate.

În afara rezistenței la coroziune și sudabilității corespunzătoare, protecția chimică are și un important rol *estetic*, conferind un aspect plăcut, atrăgător. În acest scop se folosesc de cele mai multe ori acoperiri lucioase și se examinează cu atenție suprafețele metalice pentru eliminarea petelor sau depunerilor cu aspect neplăcut.

3.5. Sortarea și marcarea

Dispozitivele semiconductoare de putere sînt supuse, înainte de livrare, unui control unitar al parametrilor electrici, termici și mecanici esențiali, precum și unei verificări dimensionale și de aspect în conformitate cu prevederile Standardelor Tehnice de Ramură. Acest control permite eliminarea produselor necorespunzătoare, precum și sortarea celor bune după clase de valori ale parametrilor măsurați.

În funcție de tehnologie, se poate aplica înaintea controlului final o „îmbătrînire" accelerată (de exemplu stocare timp de 48 de ore la temperatura maximă admisibilă) în vederea punerii în evidență și a înlăturării defectelor timpurii. Produsele cu destinație specială parcurg un program mai complex de probe de „îmbătrînire" și selecție consecutivă. O parte din parametrii tehnico-funcționali se verifică numai prin prelevare (parametrii stabili prin tehnologie și a căror măsurare este foarte dificilă sau distructivă). În cadrul probelor periodice de tip (sau de lot — în situații speciale), precum și în urma încercărilor de fiabilitate, se verifică toți parametrii tehnico-funcționali ai dispozitivelor respective.

După sortare, diodele, tiristoarele și ansamblurile modulare se marchează după următorul sistem unitar — în ordinea citirii :

a) marca fabricii (β);

b) litere care desemnează funcția dispozitivului (D — diodă, T — tiristor, TB — triac, M — modul etc.);

c) cifre care exprimă valoarea curentului mediu redresat;

d) litere care specifică dacă dispozitivul este normal, rapid, cu avalanșă controlată etc.;

e) cifre care exprimă valoarea tensiunii de blocare maxime repetitive;

f) litere care precizează polaritatea diodei sau — pentru tiristoare — tipul capsulei, valoarea t_q și dv/dt.

Se marchează, de asemenea, perioada fabricației, iar la dispozitivele de mare putere — și seria dispozitivului.

Trebuie observat că față de acest sistem există însă și excepții, motivate „istoric" prin adoptarea relativ tîrzie a sistemului unitar de marcare. În majoritatea situațiilor de excepție, deși succesiunea semnelor se abate de la ordinea precizată mai sus, parametrii esențiali sînt totuși exprimați în clar.

BIBLIOGRAFIE

1. *A. S. Grove*, **Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare**, Ed. Tehnică, București 1973.
2. *F. E. Gentry, F. W. Gutzwiller, N. Holonyak, E. B. von Zastrow*, **Semiconductor Controlled Rectifiers**, Prentice-Hall, New Jersey, 1964.
3. *A. Blicher*, **Thyristor Physics**. Springer-Verlag, Berlin, 1976.
4. *S. K. Ghandi*, **Semiconductor Power Devices**, John Wiley & Sons, New York, 1978.
5. *E. Sittig, P. Roggwiller (editori)*, **Semiconductor Devices for Power Conditioning**, Plenum, Press, New York, 1982.
6. *D. Dascălu, Gh. Brezeanu, P. A. Dan*, **Contactul metal-semiconductor în microelectronică**, Ed. Academiei, București, 1988.
7. *P. A. Dan*, **Contactarea electrică, termică și mecanică a dispozitivelor semiconductoare de putere cu siliciu**, Electrotehnica, Electronica și Automatica, vol. 30, nr. 1, p. 6—10, 1985.

4. Valori limită absolută și valori caracteristice

4.1. Semnificații

Utilizarea dispozitivelor semiconductoare de putere în condiții de eficiență economică și de siguranță în exploatare presupune existența unui sistem comun de cunoștințe pentru toți factorii implicați : proiectant de dispozitive, producător de dispozitive, proiectant de echipamente, producător de echipamente, beneficiar. Acest sistem comun de cunoștințe este conținut în documentele normative și informative pentru dispozitivele semiconductoare de putere și asigură un limbaj cu semnificații omogene din punct de vedere tehnic pentru : încheierea contractelor comerciale, rezolvarea litigiilor sau divergențelor cu privire la calitate, precum și pentru traducerea în mărimi utilizabile a performanțelor dispozitivului. Acest limbaj asigură de asemenea posibilitatea comparării performanțelor dispozitivelor realizate de producători diferiți în vederea stabilirii echivalențelor.

4.1.1. Documente normative și informative

Documentele normative cu referire la dispozitivele semiconductoare de putere sînt grupate în mai multe sisteme.

Sistemul de standarde de stat — *STAS* — cu grad maxim de generalizare, conținînd informații despre simboluri, terminologie, definiții metode de măsurare, încercare sau verificare. Prescripțiile conținute în aceste standarde sînt obligatorii pentru celelalte documente normative. Menționăm că standardele de stat elaborate în R.S.R. pentru dispozitivele semiconductoare de putere sînt aliniate la standardele internaționale elaborate de *Comitetul Electrotehnic Internațional* (*CEI*) și de *Comitetul „Interelectro“* (*CAER*).

Standardele de stat care se aplică în industria de dispozitive semiconductoare de putere sînt listate în *Tabelul 4.1*.

Pentru industria de componente electronice s-au elaborat documente normative care se referă la clasa de produse omogene din punct de vedere funcțional (de exemplu diode rapide). Aceste documente se numesc *standarde tehnice de ramură* (respectiv *STR*).

În *Tabelul 4.2* sînt listate standardele tehnice de ramură ce au drept obiect dispozitive semiconductoare de putere.

Menționăm că *denumirea de standard tehnic de ramură înlocuiește vechea denumire de normă tehnică de ramură* (*NTR*) cunoscută de utilizatori.

Fiecare tip de produs este descris la rîndul lui de un standard tehnic de ramură sau de o anexă la unul din standardele tehnice cu caracter general.

Tabelul 4.1

Standarde de stat care se aplică dispozitivelor semiconductoare de putere.

Nr. STAS	Denumirea	Data intrării în vigoare (an, lună, zi)
11381/15—81	Semne convenţionale pentru scheme electrice. Dispozitive semiconductoare.	81—08—01
10954—77	Redresoare cu semiconductoare. Condiţii tehnice generale de calitate.	77—09—01
7128/1—71	Dispozitive semiconductoare şi circuite integrate. Simboluri literale. Reguli generale	72—05—01
7128/5—85	Simboluri literale pentru dispozitive semiconductoare şi circuite integrate. Simboluri pentru diode redresoare.	85—02—01
7128/6—71	Dispozitive semiconductoare şi circuite integrate. Simboluri literale pentru tiristoare.	72—05—01
7718/9—80	Dispozitive semiconductoare şi circuite integrate. Simboluri literale pentru tranzistoare unijoncţiune.	80—07—01
10228—84	Diode redresoare cu siliciu.	
11418—80	Dispozitive semiconductoare. Tranzistoare unijoncţiune. Terminologie.	80—04—01
11437—80	Tranzistoare unijoncţiune. Metode de măsurare a parametrilor principali.	80—08—01
12123/1—82	Dispozitive semiconductoare. Diode redresoare. Metode de măsurare a caracteristicilor electrice şi termice.	82—09—01
12123/3—83	Dispozitive semiconductoare. Diode cu tensiune de referinţă şi diode stabilizatoare de tensiune. Metode de măsurare a caracteristicilor electrice.	83—09—01
3160/1—84	Verificarea calităţii loturilor de produse pe baza nivelului de calitate acceptabil (*AQL*). Reguli de utilizare a procedeelor şi tabelelor statistico-matematice pentru verificarea calităţii prin atribute şi prin măsurare.	84—12—01
3160/2—84	Verificarea calităţii loturilor de produse pe baza nivelului de calitat acceptabil (*AQL*). Procedee şi tabele statistico-matematice ppentru verificarea calităţii prin atribute (înlocuieşte STAS 3160—72).	84—12—01
3160/3—84	Verificarea calităţii loturilor de produse pe baza nivelului de calitaete acceptabil. Procedee şi tabele statistico-matematice pentru verificarea calităţii prin măsurare (înlocuieşte STAS 8820—72)	84—12—01
174/1—77	Fiabilitate, mentenabilitate şi disponibilitate. Fiabilitate. Terminologie.	77—08—01
10307—75	Fiabilitatea produselor industriale. Indicatori de fiabilitate	75—08—01
6535—83	Protecţie climatică. Împărţirea climatică a pămîntului în scopuri tehnice.	83—02—01
86667—78	Protecţia climatică. Program de încercări climatice.	78—09—01
6692—83	Protecţia climatică. Tipuri de protecţie climatică.	83—02—01
8393/1...27	Încercări climatice şi mecanice	

Forma şi conţinutul unui standard tehnic de ramură sînt reglementate de ordinul 90 al *CNST* şi ordinul 99 al *MIET*.

Un standard tehnic de ramură trebuie să conţină :

— capitolul 1 : *Generalităţi*, în care sînt precizate denumirea produsului, domeniul de utilizare, limitările în funcţionare, date despre tehnologie etc. ;

— capitolul 2 : *Condiţii tehnice* în care sînt precizate toate mărimile ce pot fi măsurate şi verificate şi care permit definirea performanţelor dispozitivelor (masă, dimensiuni, caracteristici electrice, termice, mecanice, climatice, funcţionale şi de fiablitate) ;

Tabelul 4.2

Standarde tehnice de ramură pentru dispozitive semiconductoare de putere.

STR	Denumirea STR
STR E1903/80	Diode redresoare cu siliciu
STR E1972/1–84	Punți redresoare trifazate auto
STR E2145/1–81	Ansambluri de răcire (Radiatoare)
STR E894/82	Tiristoare de putere
STR E3236/82	Diode de putere
STR E180	Componente electronice în execuție *TA2* și *TA3*
STR	Componente electronice de uz industrial
STR 174/78	Diode cu siliciu profesionale de mică și medie putere
STR 217/78	Tiristoare de uz profesional

— capitolul 3 : *Reguli de verificare a calității* în care sînt precizate procedurile prin care se verifică conformitatea condițiilor tehnice ale produsului (încercări de omologare, încercări de tip și încercări de lot recepție) și criteriile de acceptare, respingere ;

— capitolul 4 : *Metode de verificare a calității* în care sînt precizate metodele de încercare corespunzătoare condițiilor tehnice precizate în *Capitolul 2* ;

— capitolul 5 : *Marcare, conservare, ambalare, transport, depozitare* în care sînt prevăzute informațiile privind modul de marcare, sistemul de ambalare, precum și regulile de conservare, transport și ambalare ;

— capitolul 6 : *Garanții* — cuprinde informațiile privind termenul de garanție, modul în care se acordă garanțiile. condițiile în care se face o reclamație, etc. ;

— capitolul 7 : *Acte însoțitoare și inventar de livrare* în care se precizează actele însoțitoare ale produsului (certificat de garanție, instrucțiuni de montaj, întreținere, exploatare) precum și detalii privind inventarul de livrare.

Menționăm că *documentele normative* sînt cele care stabilesc cadrul legal al relațiilor dintre producător și beneficiar. Ele furnizează procedeele de demonstrare a conformității produsului în raport cu calitatea proiectată.

În afara documentelor normative, producătorul de dispozitive semiconductoare de putere elaborează o serie de documente cu caracter *informativ* care au drept scop transmiterea unor informații asupra :

• dependenței unor caracteristici electrice de anumiți parametrii cum ar fi temperatura, tensiunea de lucru ;

• corelațiile ce există între anumite caracteristici (de exemplu legătura între sarcina stocată Q_s și curentul de conducție I_{FM}) ;

• metodelor de protecție a dispozitivelor la diverse regimuri de suprasarcină ;

• metodelor de măsurare ale unor caracteristici electrice sau de calcul a gradului de încărcare ;

• metodelor corecte de montare și exploatare a dispozitivelor.

Documentele informative uzuale elaborate de producătorul de dispozitive sînt:

○ *Cataloage*, ce conţin o gamă largă de informaţii despre fiecare tip de dispozitiv destinate proiectanţilor de echipamente.

Foaia de catalog este imaginea cea mai completă a performanţelor unui dispozitiv. Avînd în vedere că tehnologia semiconductorilor este caracterizată printr-o dispersie relativ ridicată a mărimilor caracteristice, în catalog sînt prezentate în general peformanţele unui dispozitiv mediu. În cataloage sînt date informaţii asupra unor corelaţii între parametrii care se măsoară cu echipamente complexe, în condiţii nestandard şi care permit optimizarea proiectării echipamentului. Datele de catalog *nu se garantează*: se admite în principiu că o dată de catalog tipică se verifică pentru cel puţin 90% din dispozitive cu o dispersie maximă de 30% faţă de valoarea tipică.

○ *Cataloage de echivalenţe* — conţin informaţii privind compatibilitatea dintre produsele *IPRS-BĂNEASA* şi produsele altor firme.

○ *Note de aplicaţii* — conţin informaţii referitoare la o aplicaţie tipică sau particulară pentru un anumit tip de dispozitiv, la o nouă variantă tehnologică de realizare a acestuia etc.

○ *Reclame comerciale* — conţin informaţii sumare despre performanţele funcţionale ale dispozitivului corelate cu date de eficienţă economică.

○ *Manuale de utilizare* — publicaţii care cuprind informaţii detaliate rezultate din experienţa producătorului de dispozitive în relaţiile cu beneficiarii, detalii cu privire la tehnologiile de fabricaţie etc.

4.1.2. Sisteme de valori limită absolută

Orice dispozitiv semiconductor de putere prezintă limitări fizice proprii care restrîng condiţiile de utilizare. Aceste restrîngeri ale condiţiilor de utilizare se traduc în *valori limită absolută* pentru anumite condiţii ambientale sau de încărcare electrică.

Sistemul constituit din totalitatea valorilor limită absolută care introduc restricţii în utilizarea dispozitivului formează sistemul valorilor limită absolută.

Definiţia dată de *CEI* pentru sistemul de valori limită absolută este următoarea:

„Valorile aparţinînd sistemului de limită absolută sînt limite ale condiţiilor de mediu şi de funcţionare aplicabile dispozitivelor electronice de tip determinat, definit prin caracteristicile sale publicate, limite ce nu trebuie depăşite nici în cele mai defavorabile condiţii probabile. Fabricantul determină aceste limite pentru a obţine o funcţionare satisfăcătoare a dispozitivelor şi nu-şi asumă nici o responsabilitate în ceea ce priveşte variaţiile datorate echipamentului sau condiţiilor exterioare, efectul modificării condiţiilor de funcţionare datorat dispersiei caracteristicilor dispozitivului considerat şi a celorlalte dispozitive ale echipamentului (sistemului). Utilizatorul trebuie să prevadă sistemul astfel ca la punerea în funcţiune şi în cursul exploatării, nici o valoare limită privind aplicaţia dată să nu fie depăşită în cele mai defavorabile condiţii probabile de utilizare care depind de variaţia tensiunii reţea, de dispersie pieselor detaşate ale aparatului, de modificările condiţiilor de reglaj, de variaţia sarcinii sau semnalului, de condiţiile exterioare ca şi de dispersia caracteristicilor dispozitivului considerat şi a celorlalte dispozitive ale sistemului“.

Menţionăm că *fiecare* valoare limită absolută este *imperativă* în sensul că depăşirea ei provoacă degradarea ireversibilă a dispozitivului.

Nu se admit compensaţii mutuale ale valorilor limită absolută.

Un lucru extrem de important pentru proiectanţii de echipamente cu dispozitive semiconductoare de putere îl reprezintă corelaţia strînsă dintre *fiabilitatea* dispozitivului şi *gradul de încărcare* al dispozitivului în sensul apropierii de una din valorile limită absolută. În acest sens, cînd fiabilitatea sistemului este funcţia scop principală se vor lua măsuri pentru funcţionarea dispozitivelor în condiţii de solicitare cît mai depărtate de valorile limită absolute, (coeficientul de siguranţă ales pentru valorile limită absolute va fi cît mai mare).

4.1.3. Valori caracteristice

Dispozitivele semiconductoare de putere sînt definite de o serie de mărimi măsurabile care permit evaluarea calităţii produsului la producător precum şi urmărirea comportării în exploatare. Valorile acestor mărimi se numesc *valori caracteristice.*

Pentru producător, valorile caracteristice se măsoară pentru fiecare dispozitiv şi asigură conformitatea acestuia cu documentul normativ (standardul tehnic al produsului). Pentru *utilizator*, valorile caracteristice sînt folosite în proiectarea echipamentului şi în urmărirea evoluţiei în timpul exploatării.

În funcţie de importanţa parametrului măsurat se pot distinge :

• *Valori caracteristice principale* respectate de toate dispozitivele ce se livrează. Valoarea caracteristică extremă constituie pragul de separare între un dispozitiv corespunzător şi unul defect. În afară de valorile caracteristice extreme se precizează în foile de catalog *valori caracteristice tipice* care sînt valorile pe care un parametru le ia cu maximă probabilitate. Valorile caracteristice tipice sînt determinate de factorii care influenţează procesul tehnologic de fabricaţie şi nu pot fi garantate. Valorile tipice sînt utilizate de producător pentru pilotarea proceselor tehnologice în scopul menţinerii stabilităţii şi reproductibilităţii performanţelor.

Valorile tipice sînt utile pentru proiectanţii de echipamente în sensul că permit unele optimizări (sub rezerva verificării practice, experimentale).

• *Valori caracteristice secundare* — sînt valorile caracteristice ale unor parametri care nu condiţionează buna funcţionare a dispozitivului. Valorile caracteristice secundare sînt utilizate de proiectant pentru obţinerea celor mai bune performanţe ale echipamentului în care este folosit dispozitivul.

Documentele normative prevăd şi pentru caracteristicile secundare valori extreme (maxime sau minime) garantate de producător. În cataloage se dau de asemenea valori tipice pentru aceste caracteristici.

• *Valori caracteristice informative* — sînt valorile unor parametrii care rezultă automat în cazul dispozitivelor semiconductoare ce satisfac condiţiile impuse pentru valorile caracteristice principale şi secundare, sînt determinate de concepţia dispozitivului (geometrie etc.) şi sînt relativ independente la fluctuaţiile normale ale procesului tehnologic. Pentru caracteristicile informative se dau *valori tipice* în cataloage, dar nu sînt prevăzute în documentele normative şi nu se garantează de producător. Acesta urmăreşte în timp evoluţia valorilor tipice ale acestor caracteristici pentru a

sesiza apariţia unor derive ale proceselor tehnologice şi pentru a lua măsuri de remediere. În nici o situaţie o caracteristică informativă nu va prezenta o *valoare critică* pentru funcţionalitatea unui dispozitiv.

4.2. Sistemul valorilor limită absolută pentru dispozitive semiconductoare de putere

În timpul operaţiunilor de montare în echipament precum şi pe toată durata de utilizare, dispozitivele semiconductoare sînt supuse la solicitări complexe de natură mecanică, electrică, climatică şi termică ce pot afecta performanţele de fiabilitate.

Proiectantul, respectiv producătorul de dispozitive trebuie să asigure o bună imunitate a dispozitivelor la astfel de solicitări. Dificultatea verificării modului de comportare a dispozitivului în toate situaţiile reale de exploatare a impus definirea unor *sisteme standardizate de încercări* prin care să se valideze comportarea în cele mai severe condiţii. În figura 4.1 este reprezentată relaţia ce există între severitatea condiţiilor reale de exploatare, severitatea încercărilor prevăzute în documentele normative şi limitele fizice reale ale dispozitivului în condiţiile unei proiectări şi fabricaţii corespunzătoare.

Este de remarcat faptul că mărimea intervalelor S_1 (asigurarea utilizatorului) şi S_2 (asigurarea producătorului) este determinată de compromisul optim calitate—preţ de cost.

În concluzie sînt de reţinut două idei importante:

- Pretenţii exagerate pentru performanţele dispozitivului înseamnă cheltuieli de producţie exagerate;
- Utilizatorul este obligat să aleagă în mod judicios mărimea intervalului de siguranţă S_1 acţionînd în două direcţii — alegerea unor dispozitive cu performanţe optime calitate—preţ şi asigurarea unor mijloace de protecţie convenabile.

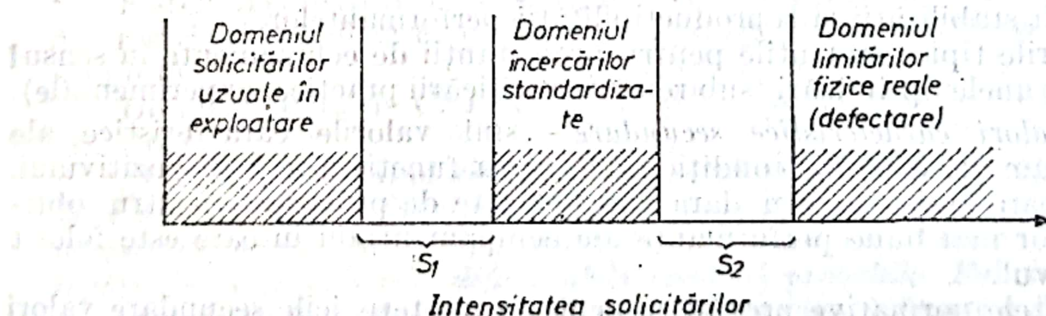


Fig. 4.1. Relaţia între intensitatea solicitărilor în condiţii reale de exploatare, în condiţii de încercare standardizate şi limita fizică de distrugere a dispozitivului; S1 este asigurarea utilizatorului; S2 este asigurarea producătorului.

Dificultatea realizării unor mijloace de testare care să asigure o combinaţie exhaustivă a tuturor tipurilor de solicitări precum şi relativa independenţă a efectelor au determinat împărţirea metodelor de încercare în încercări climatice, încercări mecanice, încercări termice şi încercări electrice.

Corespunzător acestor moduri de încercare avem sistemele de valori limită absolute mecanice, climatice, termice şi electrice.

4.2.1. Valori limită absolută mecanice

Solicitările mecanice intense asupra dispozitivelor semiconductoare de putere apar cu preponderenţă în următoarele situaţii :

- în timpul transportului : şocuri, zdruncinături, căderi accidentale;
- în timpul montajului în echipamente : solicitări asupra terminalelor, tracţiune, îndoire, răsucire sau cuplu de strîngere, presare;
- în unele aplicaţii ce presupun regimuri de vibraţii sau acceleraţii (echipamente montate pe autovehicule, pe aparate de zbor, pe motoare etc.).

Consecinţele acestor solicitări mecanice pot fi :

- deteriorarea unor elemente constructive ale capsulei — rupere terminale, spargerea sau fisurarea materialelor izolatoare;
- deformarea suprafeţelor care asigură transferul termic sau contactul electric al dispozitivului cu radiatorul;
- deteriorarea contactelor interne dintre structura de siliciu şi elementele capsulei.

Pentru verificarea robusteţii mecanice, în funcţie de tipul dispozitivului, de modul de montare în echipament precum şi de aplicaţia căruia acesta îi este destinat, se întocmeşte un plan de încercări :

— se aleg încercări la care urmează a fi testat dispozitivul (una sau mai multe încercări din *Tabelul 4.3*)

— se precizează severitatea fiecărei încercări (în figurile 4.2 şi 4.3 sînt date cîteva detalii despre intensitatea unor solicitări în cazul unor aplicaţii tipice)

— se precizează mărimea eşantionului ce se testează, metodele prin care se evaluează comportarea, precum şi condiţiile de acceptare—respingere.

Precizăm că acest plan de încercări mecanice este prevăzut în documentele normative ale dispozitivului (*STAS*, *STR* sau *caiet de sarcini*). Menţionăm de asemenea că respectînd toate prescripţiile producătorului privind transportul, montajul în echipament şi alegînd un dispozitiv cu performanţele corespunzătoare aplicaţiei nu există riscuri de deteriorare a acestuia prin solicitări mecanice. Mai mult, pentru a evita manipulările improprii la montajul pe radiator (extrem de frecvente) producătorul de dispozitive de mare putere şi-a asumat şi această sarcină (vezi *Capitolul 9*, Module).

4.2.2. Valori limită absolută climatice

Factorii agresivi ai mediului ambiant de funcţionare, de transport sau de depozitare pot acţiona asupra dispozitivului semiconductor de putere provocînd degradarea elementelor de încapsulare şi, în timp, deteriorarea caracteristicilor electrice. Pentru a preveni efectele mediului ambiant, dispozitivul semiconductor de putere este înzestrat din proiectare şi execuţie cu o seamă de calităţi definite generic prin protecţii climatice. În

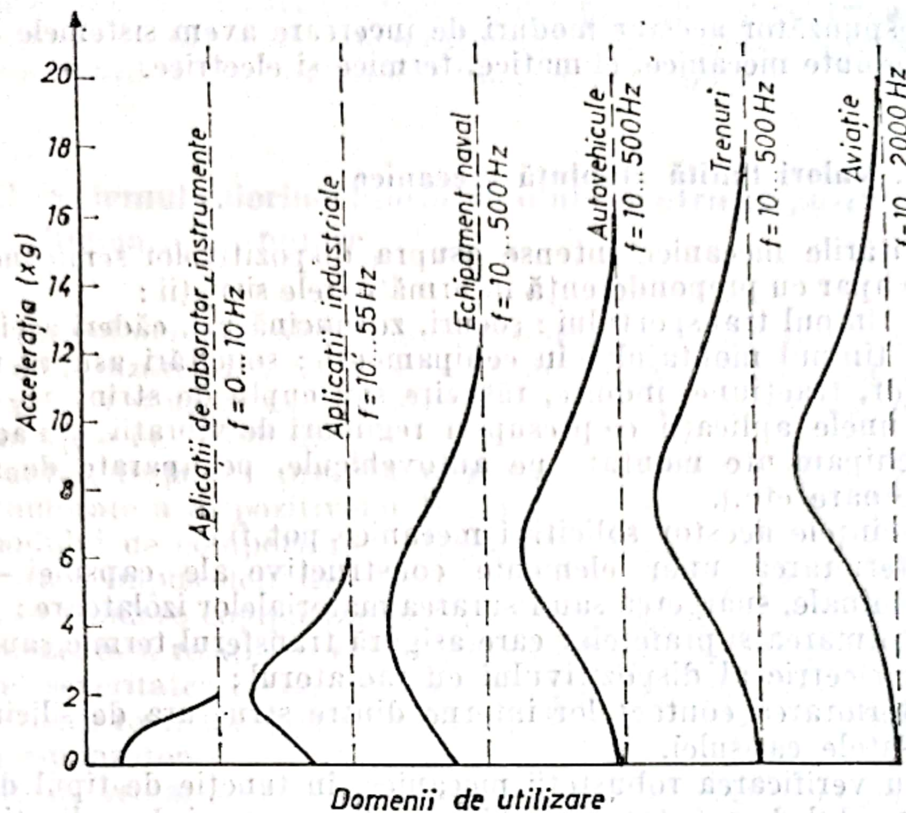


Fig. 4.2. Modul de distribuire a solicitărilor la vibraţii pentru cîteva domenii uzuale de aplicaţii a dispozitivelor semiconductoare de putere.

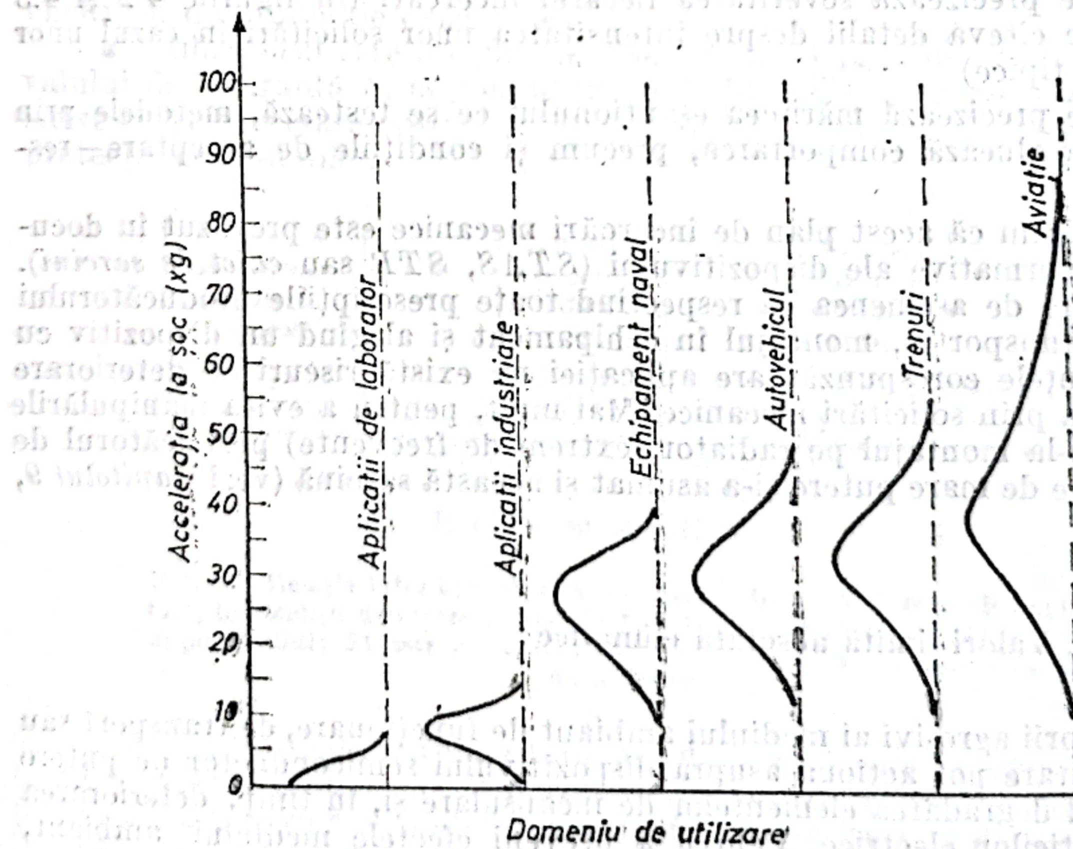


Fig. 4.3. Modul de distribuire a solicitărilor la şocuri pentru cîteva domenii uzuale de aplicaţii a dispozitivelor semiconductoare de putere.

Tabelul 4.3.

Încercările mecanice standardizate pentru verificarea dispozitivelor semiconductoare de putere.

Nr. crt.	Încercare	Număr STAS	Metoda de încercare
1	Rezistența mecanică a terminalelor	STAS 8393/11–79	U_a — tracțiunne U_b — îndoire U_c — torsiune U_d — cuplu
2	Vibrații	STAS 8393/19–81	F_c
3	Încercări la impact	STAS 8393/13–79 STAS 8393/16–79 STAS 8393/17–70 STAS 8393/18–70	E_d — cădere liberă E_a — șocuri E_c — cădere și rästurnare E_b — zdruncinături
4	Încercarea la accelerație constantă	STAS 8393/12–79	G_a

documentele normative ale fiecărui produs (*STAS*, *STR* sau ***caiet de sarcini***) condițiile limită de utilizare din punct de vedere al factorilor ambianți sînt precizate de:

• ***categoria climatică*** — ce exprimă (conform STAS 8393/1–77) limitele extreme ale temperaturii ambiante precum și numărul de zile de încercare de căldură umedă pe care dispozitivul le suportă fără să se defecteze (de exemplu categoria climatică 55/100/56 arată că dispozitivul poate funcționa în gama de temperaturi ale mediului ambiant –55°C ... +100°C și rezistă la o încercare de căldură umedă de 56 zile);

• ***execuția climatică*** — exprimă gradul în care produsul are asigurată protecția climatică necesară pentru a funcționa în diferite zone climatice (conform STAS 6535–83, STAS 6667–78 și STAS 6692–83). Protecția climatică a unui dispozitiv este exprimată de o secvență de litere și cifre:

Semnificația secvenței de litere	Semnificația secvenței de cifre
N — climat normal *T* — climat tropical *TA* — climat tropical și climat arid *F* — climat rece	1 — condiții foarte grele 2 — condiții grele 3 — condiții ușoare

De exemplu un dispozitiv care are prevăzut în documentul normativ tipul de protecție *TA2* este apt să funcționeze normal în climat tropical umed sau în climat arid în condiții grele de exploatare. Pentru validarea calităților unui dispozitiv la solicitări climatice documentul normativ al acestuia prevede o secvență de încercări climatice (alese din încercările standardizate prezentate în *Tabelul 4.4.*) precizînd mărimea eșantionului supus încercării, modul de evaluare a rezultatelor încercării precum și criteriile de acceptare, respingere.

Tabelul 4.4.

Încercări climatice standardizate pentru verificarea dispozitivelor semiconductoare de putere.

Nr. crt.	Încercare	Număr STAS	Metoda de încercare
1	Frig	8393/2—77	*AA*
2	Căldură uscată	8393/3—78	*BA*
3	Căldură umedă continuă	8393/4—81	*CA*
4	Ceață salină	8393/6—82	*KA*
5	Mucegai	8393/7—78	*Y*
6	Presiune atmosferică joasă	8393/8—70	
7	Variații de temperatură	8393/14—79	*NA, NB, NC*
8	Lipire	8393/15—79	*TA, TB, TC*
9	Acțiunea prafului și nisipului	8393/20—79	*LA, LB, LC*
10	Acțiunea hidrogenului sulfurat	8393/22—82	*KD*
11	Acțiunea radiațiilor solare	8393/23—84	*SA*
12	Etanșeitate	393/26—84	

Acest sistem de încercări climatice prevăzut în documentul normativ al produsului se constituie în sistemul de valori limită absolută climatice ale dispozitivului în cadrul căruia producătorul acordă garanțiile. Pentru condiții climatice speciale neprecizate în standardele de încercări este obligatorie consultarea producătorului de dispozitive.

Efectele solicitărilor climatice asupra dispozitivului se concretizează prin:

- corodarea și oxidarea părților metalice a capsulei;
- fisurarea elementelor izolatoare (din ceramică, sticlă sau masă plastică);
- alterarea îmbinărilor sudate sau lipite și pierderea etanșeității capsulei;
- deteriorarea contactelor interne sudate;
- îmbătrînirea elementelor din masă plastică (rășini de încapsulare sau de pasivare a joncțiunilor);
- pierderea rigidității izolatorilor datorită formării de compuși conductivi (prin condens, oxidare sau formare de colonii de mucegaiuri).

4.2.3. Valori limită absolută termice

Temperatura este mărimea fizică ce exercită influența cea mai importantă asupra comportării unui dispozitiv semiconductor de putere; ea determină mărimea caracteristicilor electrice ale dispozitivului, influențează modul de manifestare a solicitărilor mecanice sau climatice, condiționează fiabilitatea dispozitivului. Limitarea majoră a solicitărilor pe care le suportă un dispozitiv este în consecință o *limitare termică*.

Pentru dispozitivele semiconductoare se definește în acest sens o temperatură limită absolută *temperatura virtuală a joncțiunii în funcționare* T_{vj} cu două valori extreme:

- $T_{vj\,min}$ — temperatura virtuală minimă a joncțiunii în funcționare; sub această temperatură dispozitivul își pierde caracteristicile funcționale.

- $T_{vj\,max}$ — temperatura virtuală maximă a joncțiunii în funcționare; peste această temperatură dispozitivul își pierde caracteristicile funcționale (de obicei în mod ireversibil).

Menționăm că această temperatură este o mărime inaccesibilă măsurătorilor directe. Ea este definită pentru a fi folosită în proiectarea echipamentului. Valorile uzuale sînt următoarele:

— Pentru dispozitivele din germaniu $T_{vj\,max} = 80°C \ldots 100°C$;

— Pentru dispozitivele din siliciu (tip diodă) $T_{vj\,min} = 125°C \ldots 200°C$;

— Pentru dispozitivele cu mai multe joncțiuni (tiristor-triac,etc.) $T_{vj\,max} = 100°C \ldots 125°C$);

— Pentru dispozitive încapsulate în rășină sau în masă plastică, $T_{vj\,min} = -35°C \ldots -40°C$;

— Pentru dispozitive în capsulă metal sticlă sau metal ceramică, $T_{vj\,min} = -40°C \ldots -65°C$.

La temperaturi mai mici decît $T_{vj\,min}$ efectul temperaturii se manifestă în special la nivelul contactului dintre materiale diferite din punctul de vedere al coeficienților de dilatare (contracții neuniforme). $T < T_{vj\,min}$ pot provoca fisuri sau spargeri ce distrug dispozitivul. La temperaturi mai mari decît $T_{vj\,max}$ apar limitări funcționale ale structurii semiconductoare (fenomene de ambalare termică, de creștere excesivă a curenților reziduali, pierderea capacității de blocare, etc.) ce determină distrugerea ei ireversibilă.

Este de remarcat de asemenea faptul că fiabilitatea dispozitivului este o funcție strict dependentă de temperatura virtuală a joncțiunii în funcționare ($\lambda \sim e^{-E_a/kT_{vj}}$). În consecință criteriul cel mai important în proectarea unui echipament cu dispozitive semiconductoare este de *minimizare* a temperaturi T_{vj} în funcționare (ținînd cont bineînțeles de costurile pe care le implică aceasta: sisteme de răcire, tip de dispozitiv, cerințele de fiabilitate ale echipamentului etc.).

Avînd în vedere faptul că T_{vj} este o mărime inaccesibilă măsurării directe se definesc temperaturi limită absolută corelate cu T_{vj} dar accesibile măsurării directe și controlului cum ar fi:

- T_c — *temperatura capsulei în timpul funcționării*, cu precizarea locului concret în care se măsoară; pentru unele capsule (în special la dispozitivele de mare putere) se practică în baza de cupru a capsulei o gaură în care se introduce termosonda sau termocuplul pentru măsurarea temperaturii.

Trebuie menționat și faptul că temperatura maximă a capsulei este o funcție corelată cu puterea totală disipată pe dispozitiv, conform relației:

$$T_{vj\,max} - T_{c\,max} = P_{tot}\,R_{thj-c}. \tag{4.1}$$

Cum $T_{vj\,max}$ și R_{thj-c} sînt mărimi precizate pentru un dispozitiv dat, rezultă că zona de funcționare permisă este cea de sub spațiul hașurat din figura 4.4.

În general nu se definește o valoare minimă a temperaturii capsulei în timpul funcționării, admițîndu-se că $T_{c\,min} = T_{vj\,min}$.

Pentru situațiile în care este greu de definit sau de măsurat temperatura capsulei și în cazul ansamblelor dispozitiv-radiator se definește valoarea limită absolută a mediului ambiant.

- T_a — *temperatura mediului ambiant* într-o vecinătate bine precizată a dispozitivului.

Este utilizată în special pentru dispozitive complexe avînd integrat sistemul de răcire (vezi *Capitolul 9*, **Module**). În această situație R_{thj-a} este o mărime complet definită, fapt ce permite definirea valorii limită absolută maximă a temperaturii ambianță

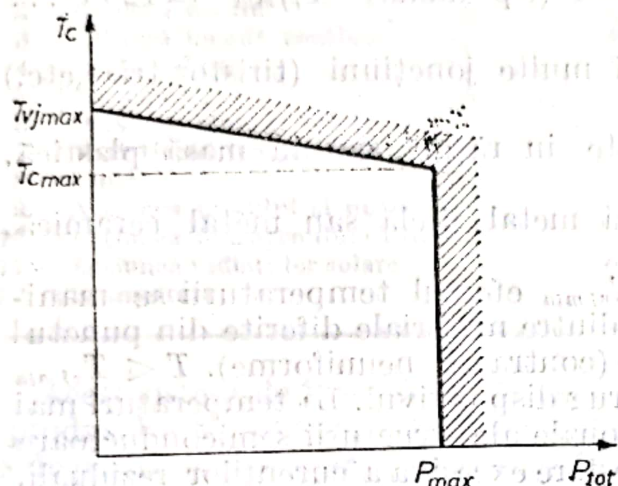


Fig. 4.4. Limitarea temperaturii maxime a capsulei $T_{c\,max}$ datorată puterii totale disipate de dispozitiv P_{tot}.

$$T_{vj\,max} - T_{a\,max} = P_{tot} R_{thj-a}. \quad (4.2)$$

Se admite de asemenea în mod tacit că $T_{a\,min} = T_{vj\,min}$. În afara acestor temperaturi care se referă strict la regimul de funcționare al dispozitivului se mai definesc valori limită absolută pentru regimul de stocare (în stare de nefuncționare) cu o valoare minimă $T_{stg\,min}$ și o valoare maximă $T_{stg\,max}$.

Între temperaturile limită absolută există următoarele relații :

$$T_{vj\,min} = T_{c\,min} = T_{a\,min} < T_{stg\,min} < T_{stg\,max} < T_{a\,max} < T_{c\,max} < T_{vj\,max}$$

4.2.4. Valori limită absolută electrice

În timpul funcționării, joncțiunea (sau joncțiunile) dispozitivului semiconductor poate fi în una din următoarele stări :

— în regim de polarizare inversă sau blocare (pentru tiristoare și triace);
— în regim de conducție;
— în regim de comutație de la polarizare inversă la conducție ;
— în regim de comutație din conducție în polarizare inversă ;
— în regim de avalanșă (în cazul diodelor stabilizatoare sau diodelor cu avalanșă controlată).

Pentru fiecare din aceste stări sînt posibile solicitări de natură electrică ce provoacă degradarea ireversibilă a structurii semiconductoare. Se definesc în acest sens valori limită absolută ce trebuie respectate cu strictețe pe toată perioada de funcționare a dispozitivului.

În regim de polarizare inversă se definesc următoarele valori limită absolută :

- V_R — tensiunea inversă continuă
- V_{RWM} — tensiunea inversă de vîrf de lucru
- V_{RSM} — tensiunea inversă de vîrf repetitivă
- V_{RSM} — tensiunea inversă de vîrf de suprasarcină

- V_{DFM} — tensiunea continuă permanentă în stare blocată (pentru tiristoare și triace)
- V_{DWM} — tensiunea de vîrf de lucru în stare blocată (pentru tiristoare și triace)
- V_{DRM} — tensiunea de vîrf repetitivă în stare blocată (pentru tiristoare și triace)
- V_{DSM} — tensiunea de vîrf accidentală în stare blocată (pentru tiristoare și triace).

În figura 4.5 sînt reprezentate semnificațiile acestor valori limită de tensiuni.

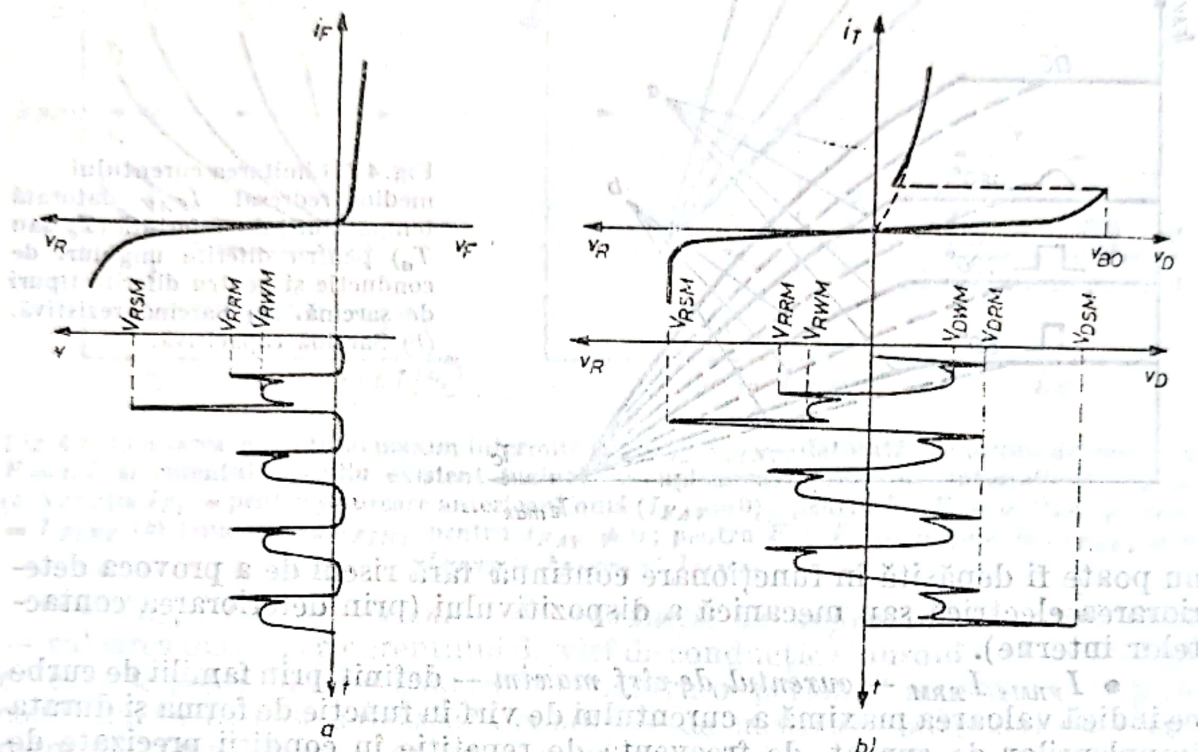


Fig. 4.5. Reprezentarea grafică a valorilor limită absolute de tensiune. (a) Diode redresoare. (b) Tiristoare și triace.

NOTĂ : Depășirea valorilor limită absolute V_R, V_{RWM}, V_{RRM}, V_{DFM}, V_{DRM} și V_{RRM} nu provoacă distrugerea imediată a dispozitivului însă determină o deteriorare nesesizabilă a structurii și reducerea în consecință a fiabilității.

Depășirea valorilor limită absolute V_{RSM} sau V_{DSM} poate provoca distrugerea imediată a dispozitivului (pierderea parțială sau completă a capacității de blocare a joncțiunii) prin depășirea cîmpului critic (de străpungere) sau prin aprindere necontrolată prin depășirea V_{BO}.

În regim de conducție, joncțiunile dispozitivului sînt polarizate în direct și sînt parcurse de curenți intenși, ca urmare valorile limită absolută pentru regimul de conducție se vor referi la curenții ce parcurg dispozitivul, curenți care determină o încălzire puternică a structurii de siliciu sau a elementelor constructive ale capsulei.

Se definesc astfel următoarele valori limită absolute :

- $I_F(I_T)$ — *curentul direct continuu în stare de conducție* prin diodă sau tiristor — definit printr-o curbă ce indică valoarea maximă în funcție de condițiile de răcire (precizate prin T_c sau T_a). Este o valoare limită ce se utilizează în cazul în care dioda sau tiristorul sînt folosite ca elemente de separare în surse de curent continuu.

• I_{FAVM}, I_{TAVM} — *curentul mediu redresat maxim* — definit printr-o curbă ce indică valoarea maximă a valorii medii calculate pentru curentul de conducție definit prin formă (sinusoidal, trapezoidal sau dreptunghiular), unghi de conducție, pentru condiții precizate de răcire a dispozitivului (precizate prin T_{vj}, T_c sau T_a) și în condiții de sarcină precizate (sarcină pur rezistivă, sarcină rezistiv — capacitivă sau rezistiv inductivă) — vezi figura 4.6).

• I_{Feff} (I_{FRMSM}, I_{TRMSM}) — *curentul eficace maxim* — definit prin valoarea maximă a valorii eficace a curentului de conducție. Această valoare

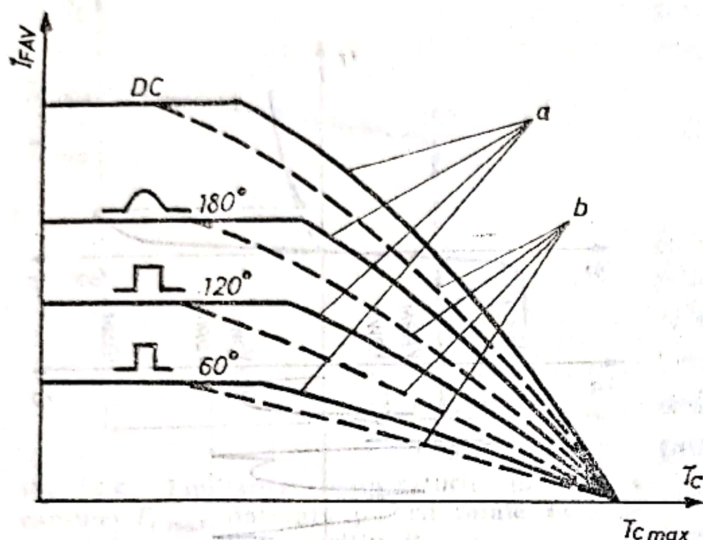


Fig. 4.6. Limitarea curentului mediu redresat I_{FAV} datorată temperaturii de referință (T_c sau T_a) pentru diferite unghiuri de conducție și pentru diferite tipuri de sarcină. (*a*) Sarcină rezistivă. (*b*) Sarcină capacitivă.

nu poate fi depășită în funcționare continuă fără riscul de a provoca deteriorarea electrică sau mecanică a dispozitivului (prin deteriorarea contactelor interne).

• I_{FRM}, I_{TRM} — *curentul de vîrf maxim* — definit prin familii de curbe ce indică valoarea maximă a curentului de vîrf în funcție de forma și durata impulsurilor de curent, de frecvența de repetiție în condiții precizate de răcire (definite prin T_c) (vezi figura 4.7). Aceste valori limită se definesc pentru diode și tiristoare rapide.

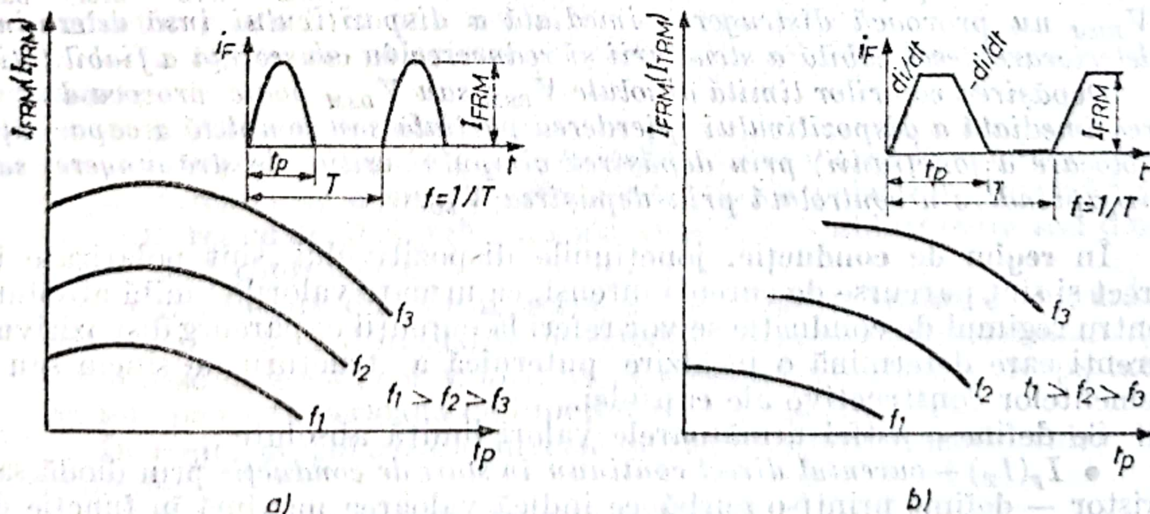


Fig. 4.7. Limitarea valorii maxime de vîrf a curentului de conducție I_{FRM}(I_{TRM}) în funcție de forma și durata impulsurilor și de frecvența de repetiție. (*a*) Impulsuri semisinusoidale. (*b*) Impulsuri trapezoidale.

• I_{FINT}, I_{TINT} — *curentul de vîrf maxim intermitent* — valoarea maximă a curentului de conducție pe care dispozitivul o poate suporta periodic pentru intervale scurte de timp — definită prin familii de curbe ce indică valoarea medie în condiții precizate de aplicare (perioada de repetiție și factor de umplere F) și condițiile anterioare de încărcare (I_{FAV}, I_{TAV}) (vezi figura 4.8).

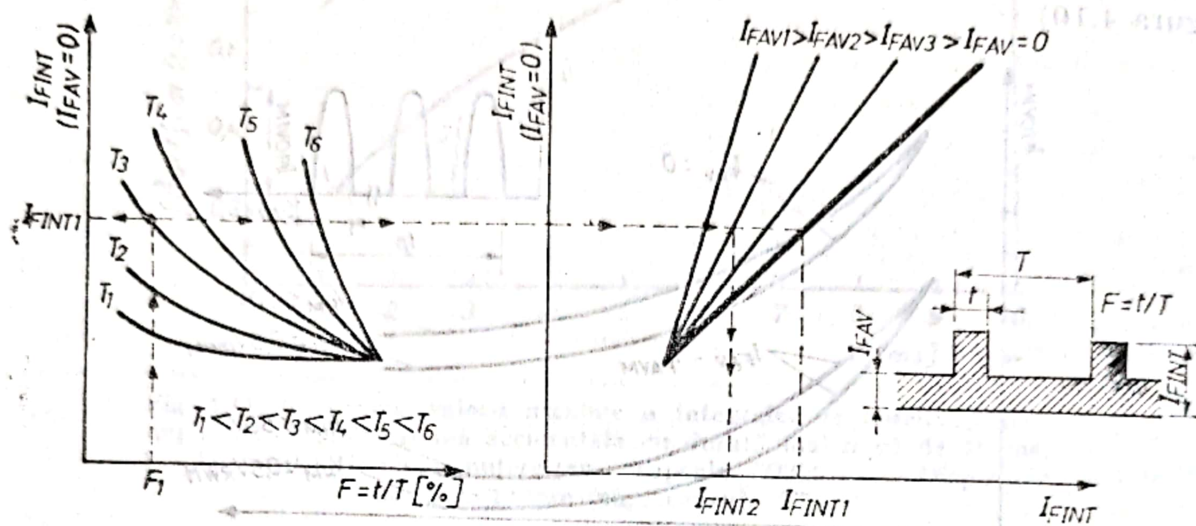


Fig. 4.8. Limitarea curentului maxim intermitent $I_{FINT}(I_{TINT})$ datorată factorului de umplere $F=t/T$ și curentului mediu existent înainte de aplicarea impulsului intermitent I_{FAV}. (a) Variația I_{FINT} pentru încărcare anterioară nulă ($I_{FAV}=0$); pentru $F=F_1$ se obține $I_{FINT}=I_{FINV}$ (b) Diminuarea I_{FINT} pentru $I_{FAV}\neq 0$; pentru $F=F_1$ se obține la $I_{FAV2}\neq 0$ $I_{FINT}=I_{FINT2}<I_{FINT1}$

• $I_{F(OV)}$, $I_{T(OV)}$ — *curentul de conducție de suprasarcină previzibilă* — valoarea maximă a curentului de vîrf de conducție sinusoidal ($f=50$ Hz) cu care se poate încărca dispozitivul pentru o perioadă scurtă de timp în condițiile în care se precizează condițiile de încărcare anterioare acestui moment. După fiecare aplicare a suprasarcinii previzibile dispozitivul trebuie să revină în starea de încărcare inițială (inclusiv din punct de vedere termic). Se definește printr-o familie de curbe ce indică dependența de durata regimului de suprasarcină previzibilă și de curentul mediu anterior momentului aplicării regimului de suprasarcină previzibilă (vezi figura 4.9).

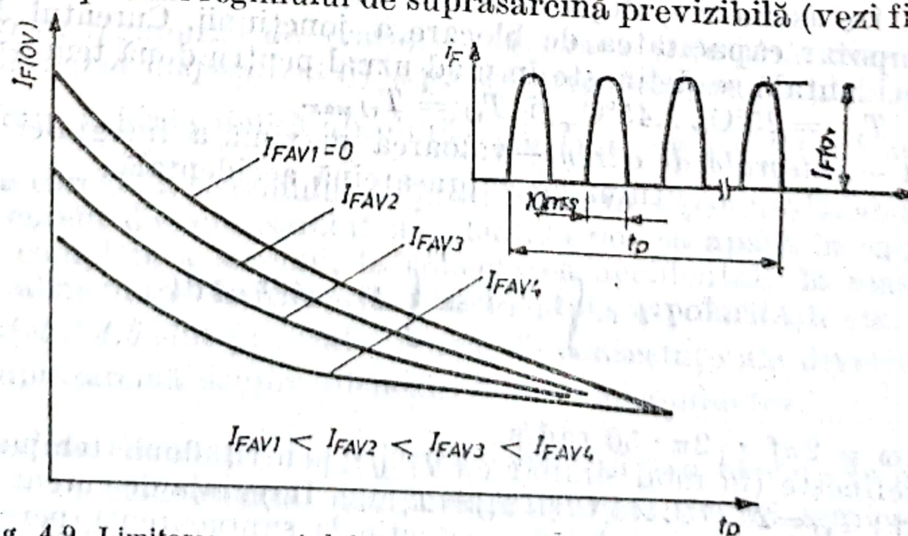


Fig. 4.9. Limitarea curentului de suprasarcină previzibilă $I_{F(OV)}$ în funcție de durata regimului de suprasarcină t_p și de încărcarea anterioară suprasarcinii I_{FAV}.

• $I_{F(OV)M}$, $I_{T(OV)M}$ — *curentul de suprasarcină neprevizibilă* — valoarea maximă a unui tren de impulsuri de curent sinusoidal ($f = 50$ Hz) pe care dispozitivul o poate suporta accidental (în regim de avarie). Se definește printr-o familie de curbe ce indică dependența de durata regimului de suprasarcină neprevizibilă în funcție de curentul mediu de încărcare anterior aplicării și de tensiunea inversă V_{RM} aplicată în timpul solicitării (vezi figura 4.10).

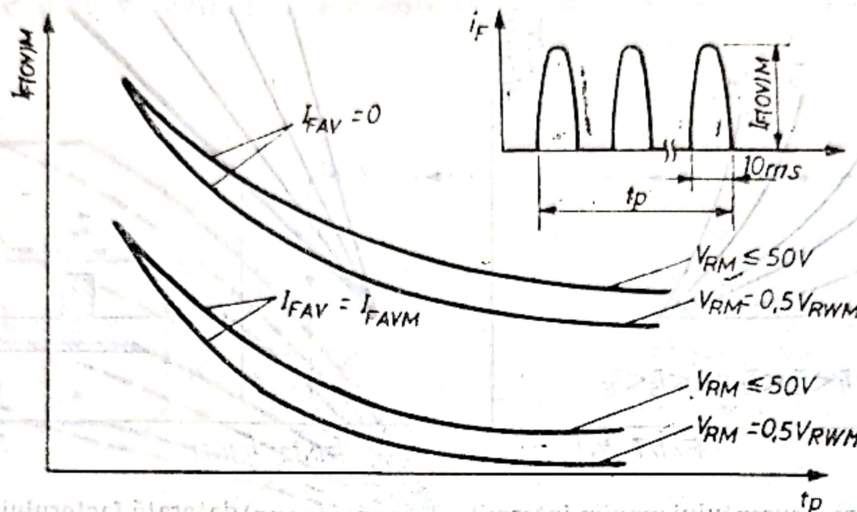


Fig. 4.10. Limitarea curentului de suprasarcină neprevizibilă $I_{F(OV)M}$ în funcție de durata regimului de suprasarcină, de încărcarea anterioară suprasarcinii I_{FAV} și de tensiunea inversă aplicată în timpul suprasarcinii V_{RM}.

• I_{FSM}, I_{TSM} — *curentul de suprasarcină accidentală* — valoarea maximă de vîrf a unui impuls de curent de formă semisinusoidală și de durată precizată (10 ms în mod uzual) — pe care dispozitivul o poate suporta cu condiția să nu i se aplice tensiune inversă.

Dispozitivele semiconductoare suportă un număr limitat de impulsuri de suprasarcină și la intervale mari de timp. Se acceptă în general că după aplicarea a 20—50 impulsuri de suprasarcină degradarea dispozitivului este certă. De asemenea, după aplicarea suprasarcinii de curent se poate pierde temporar capacitatea de blocare a joncțiunii. Curentul de suprasarcină accidentală se definește în mod uzual pentru două temperaturi ale joncțiunii $T_{vj} = 25°C \ldots 45°C$ și $T_{vj} = T_{vj\,max}$.

• I^2t — *integrala de curent* — valoarea maximă a integralei calculată asupra pătratului curentului de suprasarcină accidentală:

$$I^2t \equiv \int i^2 \mathrm{d}t = \int_0^{10\ \mathrm{ms}} I_{FSM}^2 \sin^2 \omega t\, \mathrm{d}t \tag{4.4}$$

în care $\omega = 2\pi f = 2\pi \cdot 50$ rad/s.

Se definește (în mod similar cu I_{FSM}) pentru două temperaturi ale joncțiunii: $T_{vj} = 25°C \ldots 45°C$ și $T_{vj} = T_{vj\,max}$. Integrala de curent este utilizată în proiectarea sistemului de protecție la supracurenți (permite alegerea siguranțelor fuzibile). Pentru durate mai mici de 10 ms, integrala de curent pentru un dispozitiv se diminuează. Dependența tipică a integralei

de curent de durata suprasarcinii este dată în figura 4.11. Gradul de diminuare depinde de tipul capsulei și dimensiunile structurii.

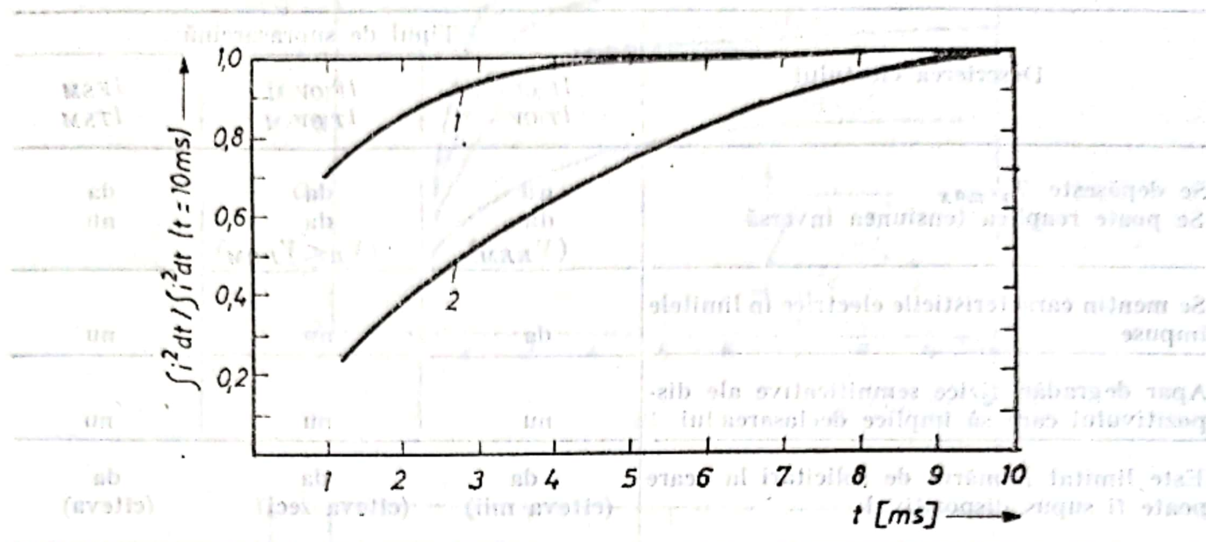


Fig. 4.11. Reducerea valorii maxime a integralei de curent pentru impulsuri de suprasarcină accidentală cu durată mai mică de 10 ms. 1 — Dispozitiv de medie putere (ex.: capsula TO220). 2 — Dispozitiv de mare putere (ex.: capsula T50)

Cu privire la *valorile limită de suprasarcină* de curent se impun cîteva *precizări suplimentare destinate proiectanților de echipamente*:

— pentru regimurile de pornire, avarii de mică importanță și cu frecvență mare, proiectarea echipamentului se face respectînd în principal valoarea limită absolută $I_{F(OV)}$ sau $I_{T(OV)}$.

— pentru avarii grave, cu o frecvență redusă (scurtcircuitarea parțială a sarcinii, conectare accidentală a unei sarcini suplimentare etc.), la proiectarea echipamentului se va lua în considerare valoarea limită $I_{F(OV)}$ sau $I_{T(OV)M}$.

Pentru aceste avarii este necesară prevederea unor sisteme de avertizare sau întrerupere automată a alimentării echipamentului (sisteme cu protecție termică, comutarea alimentării etc.).

— pentru regimurile de avarie foarte gravă (*tolerabile doar de cîteva ori în exploatarea dispozitivului*) la proiectarea echipamentului se vor lua în considerare valorile limită absolută $I_{FSM}(I_{TSM})$ și $\int i^2dt$ necesare pentru proiectarea corectă a sistemului de protecție prin siguranțe fuzibile. Regimurile de curent de suprasarcină accidentală pot să apară în cazul scurtcircuitării complete a sarcinii, la conectarea accidentală la masă sau la sursele de alimentare, la inversarea accidentală a polarității etc.

În *Tabelul 4.5* sînt precizate o serie de consecințe ale diverselor regimuri de suprasarcină asupra dispozitivului semiconductor.

Regimul de comutație din polarizare inversă sau blocare în conducție poate afecta în mod esențial comportarea dispozitivului semiconductor. Consecințele cele mai drastice sînt datorate vitezei de creștere a curentului de conducție. Se definesc pentru dispozitivele semiconductoare de putere

Tabelul 4.5

Comparaţie între consecinţele suprasarcinilor de curent $I_{F(OV)}$, $I_{F(OV)M}$ şi I_{FSM}

Descrierea efectului	Tipul de suprasarcină		
	$I_{F(OV)}$ $I_{T(OV)}$	$I_{F(OV)M}$ $I_{T(OV)M}$	I_{FSM} I_{TSM}
Se depăşeşte $T_{vj\,max}$ Se poate reaplica tensiunea inversă	nu da (V_{RRM})	da da ($V_R < V_{RRM}$)	da nu
Se menţin caracteristicile electrice în limitele impuse	da	nu	nu
Apar degradări fizice semnificative ale dispozitivului care să implice declasarea lui	nu	nu	nu
Este limitat numărul de solicitări la care poate fi supus dispozitivul	da (cîteva mii)	da (cîteva zeci)	da (cîteva)

comandate (tiristor, triac etc.) următoarele valori limită absolută (în legătură cu comutaţia):

• di/dt — *viteza critică de creştere a curentului de conducţie*. În documentele normative această valoare este precizată pentru următoarele condiţii:

— tensiunea de blocare înainte de comutaţie ($2/3\ V_{DWM}$);
— valoarea de vîrf a curentului în starea de conducţie ($2I_0$);
— valoarea maximă a temperaturii capsulei sau a mediului ambiant;
— condiţii de amorsare pe poartă.

Valoarea limită absolută di/dt poate fi definită pentru două regimuri de funcţionare: $(di/dt)_c$ pentru *regim de avarie — ce poate fi suportat de un număr redus de ori în timpul utilizării dispozitivului* şi la intervale mari de timp şi $(di/dt)_r$ pentru *regim normal* de funcţionare — în care *dispozitivul poate suporta un număr nelimitat de solicitări de acest tip*. Menţionăm că respectarea condiţiilor de comandă pe poartă este absolut imperativă.

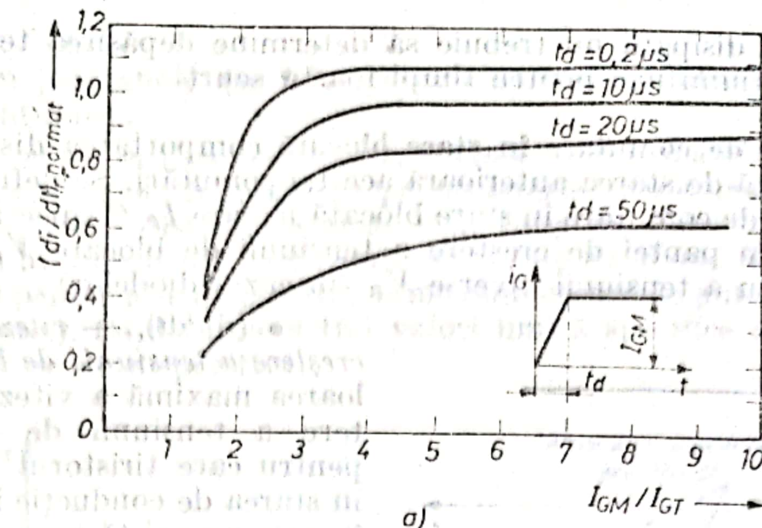
În figura 4.12 este reprezentată variaţia tipică a valorii absolute a mărimii $(di/dt)_r$ în funcţie de condiţiile de comandă pe poartă, de frecvenţa de repetiţie şi de tensiunea de blocare.

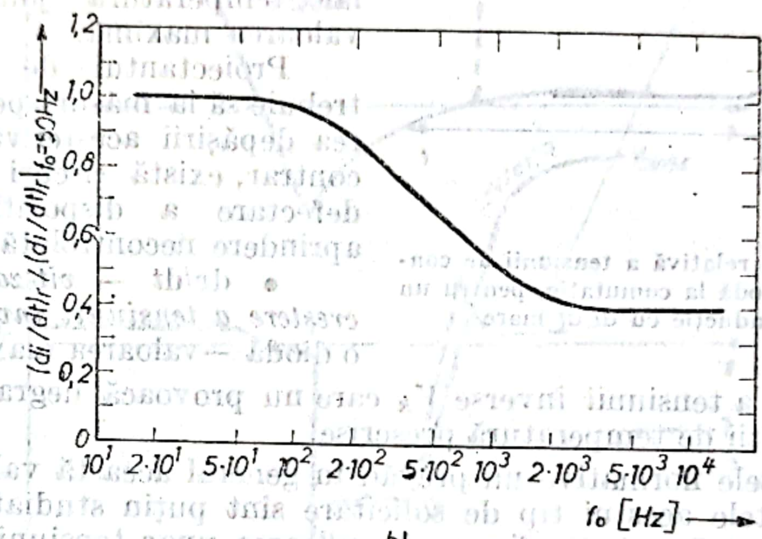
Pentru diodele redresoare de mare putere rapide se defineşte de asemenea o valoare limită pentru panta de creştere a curentului de conducţie: di/dt — *viteza critică de creştere a curentului de conducţie*. Această limitare este necesară pentru a preîntîmpina fenomenele de aglomerare a curentului în anumite zone (nu toată aria joncţiunii trece instantaneu în stare de conducţie) fapt ce conduce la supraîncălzirea acestor zone la temperaturi capabile să distrugă dispozitivul.

În figura 4.13 este reprezentată variaţia tensiunii în conducţie pentru o diodă căreia i se aplică un impuls de curent cu pantă foarte mare. ($di/dt \gg 50$ A/μs)

În directă corelaţie cu di/dt se calculează valoarea limită a puterii disipate în regim de comutaţie (vezi figura 4.13).

$$P = \frac{1}{t_{fr}} \int_0^{t_{fr}} i_F(t)\, V_F(t)\, dt \qquad (4.5)$$





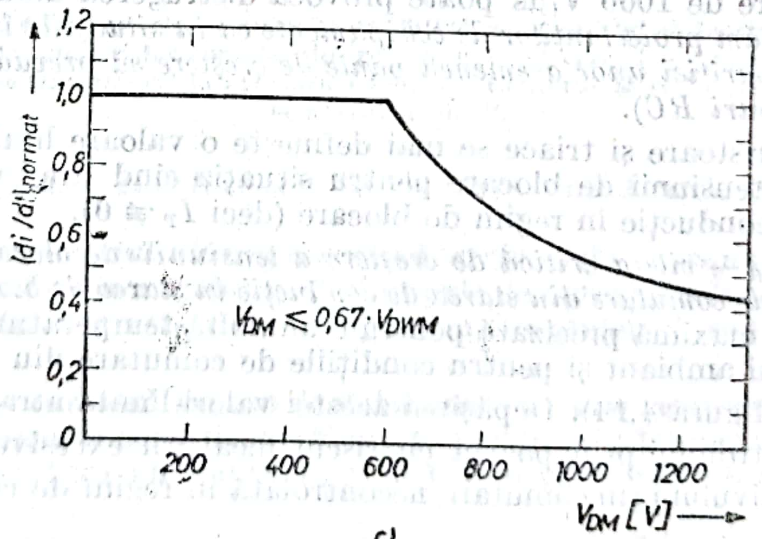


Fig. 4.12. Reducerea valorii maxime (di/dt) în funcție de (a) condițiile de comandă pe poartă (I_{GM}/I_{GT}, t_a), (b) frecvența de lucru f_0, (c) tensiunea de blocare înainte de comutație V_{DM}. *NOTĂ*: Valoarea de normare corespunde cu valoarea din STR.

Această putere disipată nu trebuie să determine depășirea temperaturii maxime a joncțiunii nici pentru timpi foarte scurți.

În **regimul de comutare în stare blocată** comportarea dispozitivului este condiționată de starea anterioară acestei comutări. Se definesc astfel, pentru regimul de comutare în stare blocată în care I_F (respectiv I_T) $=0$, valori limită ale pantei de creștere a tensiunii de blocare V_D (în cazul tiristoarelor) sau a tensiunii inverse V_R (în cazul diodelor):

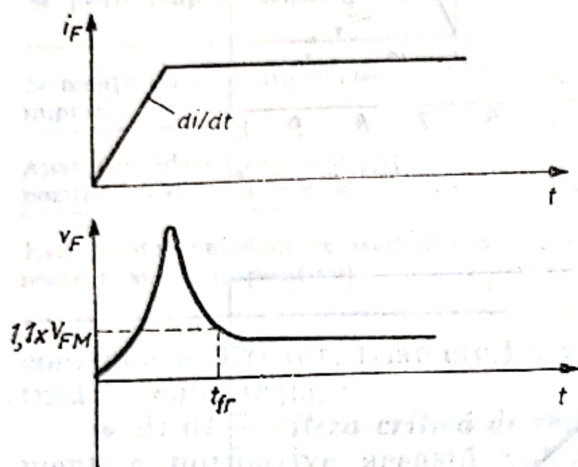


Fig. 4.13. Variația relativă a tensiunii de conducție pentru o diodă la comutație, pentru un curent de conducție cu di/dt mare

• $(dv/dt)_{cr}$ — *viteza critică de creștere a tensiunii de blocare*—valoarea maximă a vitezei de creștere a tensiunii de blocare V_D pentru care tiristorul nu comută în starea de conducție în condițiile în care nu există semnal pe poartă iar temperatura joncțiunii are valoarea maximă.

Proiectantul de echipament trebuie să ia măsuri pentru evitarea depășirii acestei valori, în caz contrar, există riscuri majore de defectare a dispozitivului prin aprindere necontrolată.

• dv/dt — *viteza critică de creștere a tensiunii inverse* pentru o diodă —valoarea maximă a vitezei de creștere a tensiunii inverse V_R care nu provoacă degradarea joncțiunii, în condiții de temperatură prescrise.

Documentele normative nu prevăd în general această valoare limită absolută (efectele acestui tip de solicitare sînt puțin studiate) însă din experiența noastră putem afirma că aplicarea unor tensiuni inverse cu pantă mai mare de 1000 V/μs poate provoca distrugerea diodei. În acest sens, *recomandăm proiectanților de echipamente ca în situațiile în care există posibilitatea apariției unor asemenea pante de creștere să prevadă sisteme de protecție (grupuri RC).*

Pentru tiristoare și triace se mai definește o valoare limită a vitezei de creștere a tensiunii de blocare pentru situația cînd are loc comutația din regim de conducție în regim de blocare (deci $I_T \neq 0$).

• $(dv/dt)_R$ — *viteza critică de creștere a tensiunii de blocare reaplicată după regimul de comutare din starea de conducție în starea de blocare* definită prin valoarea maximă precizată pentru o anumită temperatură a capsulei sau a mediului ambiant și pentru condițiile de comutare din conducție în blocare (vezi figura 4.14). Depășirea acestei valori limită atrage după sine pierderea controlului prin poartă cu riscul încălzirii excesive și al degradării dispozitivului prin comutare necontrolată în regim de conducție.

• **Regimul de avalanșă controlată** este regimul în care funcționează două grupe mari de dispozitive semiconductoare:

— *diodele stabilizatoare de tensiune* — în gama 6 V...200 V — pentru care regimul de funcționare pe caracteristica de străpungere în avalanșă

este un regim permanent (se folosesc ca elemente stabilizatoare în surse de curent continuu):

— *diodele redresoare cu avalanșă controlată* — în gama 400 V . . .1700 V pentru care regimul de funcționare pe caracteristica de avalanșă este un regim de impulsuri distribuite aleator în timp (se folosesc fie ca diode redresoare cu autoprotecție la supratensiuni, fie ca diode de protecție la supratensiuni pentru alte dispozitive semiconductoare de putere: tiristoare, tranzistoare etc.). Se definesc astfel valori limită specifice pentru fiecare din aceste grupe de dispozitive.

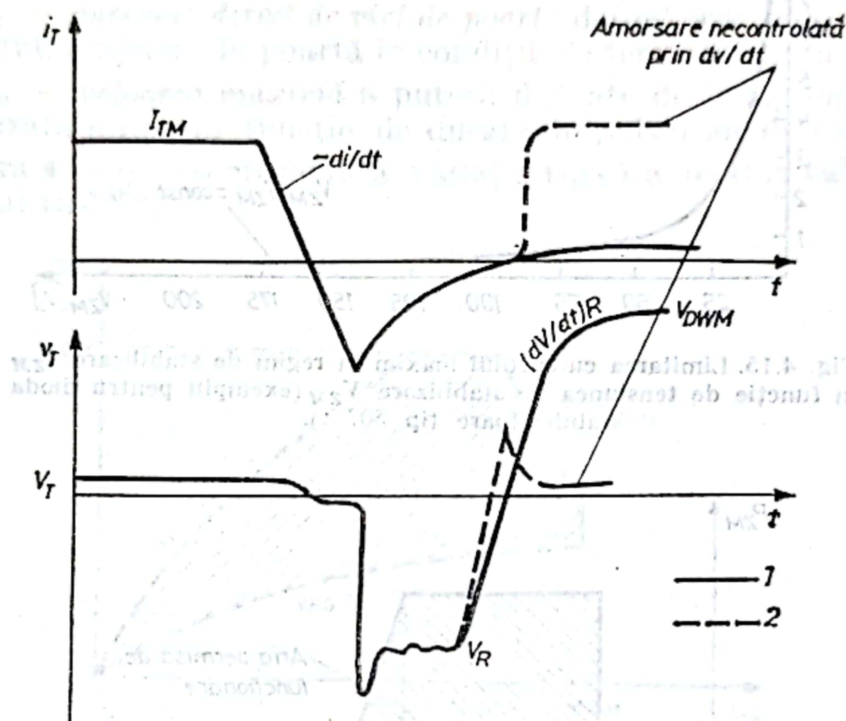


Fig. 4.14 Formele de variație calitativă a curentului și tensiunii pentru un tiristor comutat din conducție în blocare. 1 — tiristorul nu se reamorsează la aplicarea dv/dt. 2 — tiristorul se reamorsează la aplicarea dv/dt.

Pentru *diodele stabilizatoare* se definesc următoarele valori limită absolută:

• I_{ZMS} — *curentul de suprasarcină accidentală în regim de avalanșă* definit prin valoarea maximă a unui impuls de curent de durată precizată, în condițiile în care este dată temperatura capsulei T_c sau temperatura ambiantă T_a.

• I_{ZM} — *curentul maxim de stabilizare în regim continuu* definit prin valoarea maximă în condiții de răcire precizate prin temperatura capsulei T_c sau temperatura ambiantă T_a și pentru o clasă de tensiune de stabilizare dată.

În figura 4.15 este reprezentată variația curentului maxim de stabilizare în funcție de tensiunea de stabilizare.

• P_{ZM} — *puterea maximă în regim de stabilizare* — este definită prin valoarea maximă pentru condiții de răcire precizate prin temperatura capsulei T_c sau temperatura ambiantă T_a (vezi figura 4.16).

Pentru *diodele redresoare cu avalanşă controlată* se definesc următoarele valori limită absolută :

• P_{RSM} — *puterea de suprasarcină accidentală (nerepetitivă)* definită prin valoarea maximă a unui impuls de putere în regim de avalanşă avînd

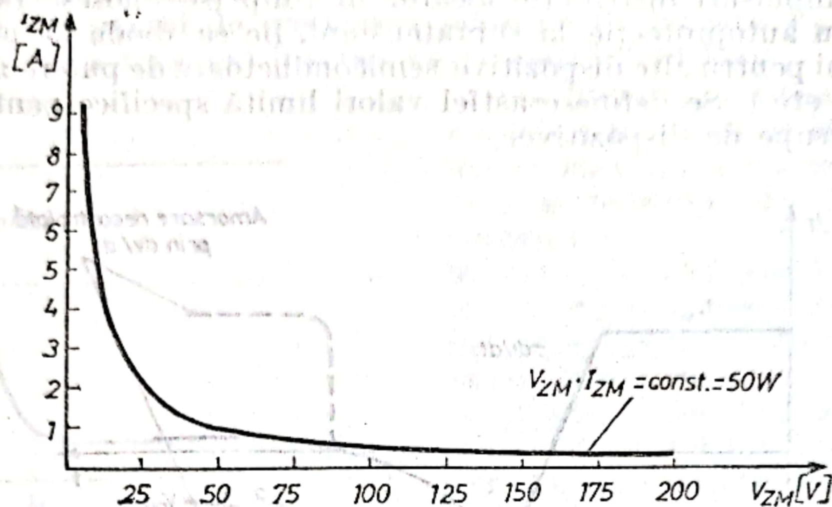


Fig. 4.15. Limitarea curentului maxim în regim de stabilizare I_{ZM} în funcţie de tensiunea de stabilizare V_{ZM} (exemplu pentru dioda stabilizatoare tip 50*DZ*).

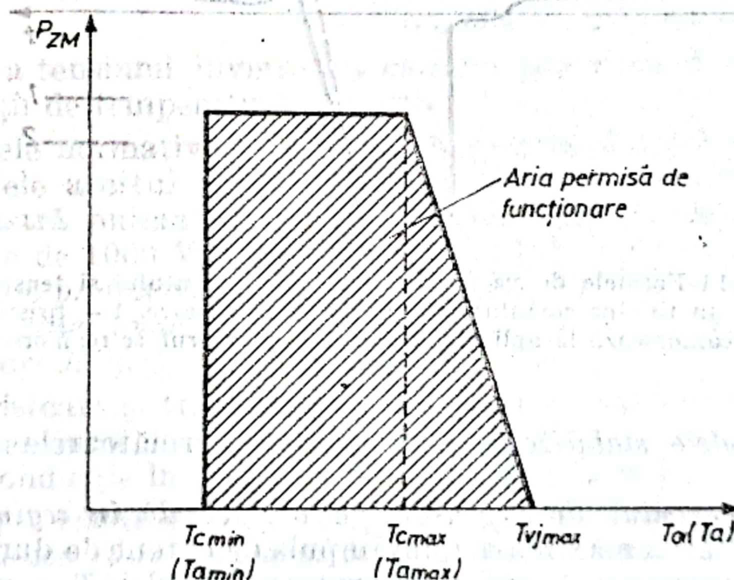


Fig. 4.16. Definirea ariei permise de funcţionare pentru o diodă stabilizatoare de tensiune.

durata şi forma precizate. Se precizează de asemenea condiţiile de răcire ale dispozitivului prin temperatura capsulei T_c sau temperatura mediului ambiant T_a ;

• P_{RM} — *puterea de vîrf repetitivă în regim de avalanşă* definită prin valoarea maximă a impulsurilor de putere în funcţie de factorul de umplere (raportul dintre durata unui impuls şi perioada de repetiţie) şi condiţiile de răcire precizate prin temperatura capsulei sau temperatura ambiantă.

• P_{RO} — *puterea medie disipată în regim de funcționare în avalanșă controlată* definită prin valoarea maximă în condițiile precizate de factor de umplere și de răcire.

Pentru *dispozitivele prevăzute cu electrod de comandă (tiristoare, triace)* este necesară impunerea unor limitări asupra solicitărilor electrice ce pot fi aplicate pe electrodul de comandă. Se definesc astfel:

• V_{FGM} — *tensiunea directă de vîrf de poartă definită* prin valoarea maximă a tensiunii aplicată între poartă și catod în condiții precizate de temperatura virtuală a joncțiunii.

• I_{FGM} — *curentul direct de vîrf de poartă* definit prin valoarea maximă a curentului injectat în poartă în condiții de temperatură precizate.

• P_{FGM} — *valoarea maximă* a puterii disipate de joncțiunea poartă-catod polarizată direct în funcție de durata impulsurilor de comandă.

În figura 4.17 este reprezentată variația tipică a acestor valori limită în cazul unui tiristor.

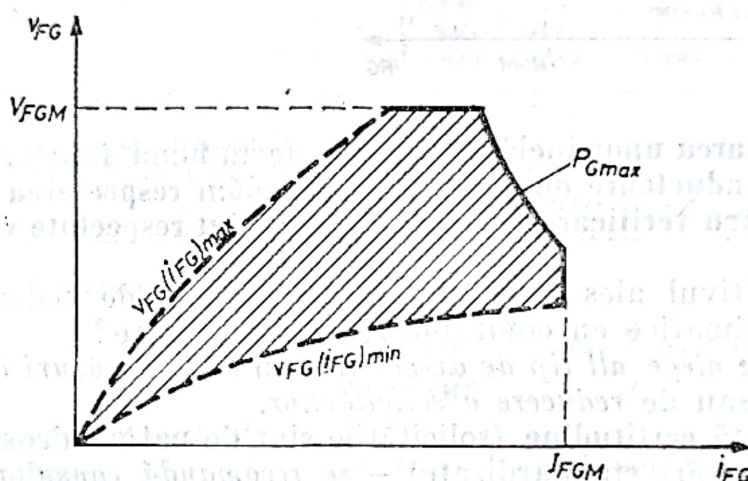


Fig. 4.17. Definirea ariei permise de funcționare pentru tiristor la aplicarea comenzii de amorsare.

Pentru polarizarea inversă a joncțiunii poartă-catod se definește:

• V_{RGM} — *tensiunea inversă de vîrf pe poartă* — valoarea maximă a tensiunii inverse ce poate fi aplicată joncțiunii poartă-catod fără a deteriora dispozitivul.

Pentru *tiristoarele a căror blocare este comandată prin poartă (GTO)* se definesc de asemenea valori limită privind semnalul de comandă de blocare pe poartă [9]:

• V_{RGM} — *tensiunea inversă de vîrf între poartă și catod* definită de valoarea maximă în condiții de temperatură precizate.

• I_{RGM} — *curentul invers de vîrf de poartă* — valoare maximă a curentului extras prin poartă în condiții precizate de temperatură.

• P_{RGM} — *puterea maximă disipată pe poartă la aplicarea unui impuls de stingere de amplitudine și durată precizate.*

În figura 4.18 este reprezentată variația tipică a acestor valori limită specifice tiristoarelor cu stingere pe poartă.

În *Tabelul 4.6* sînt prezentate *sistemele valorilor limită absolute termice și electrice minimale pentru tipurile uzuale de dispozitive semiconductoare de putere*. Menționăm că în funcție de anumite condiții speciale de utilizare se pot defini și alte valori limită absolute. În general aceste valori limită absolute pentru aplicații speciale fac obiectul unor caiete de sarcini.

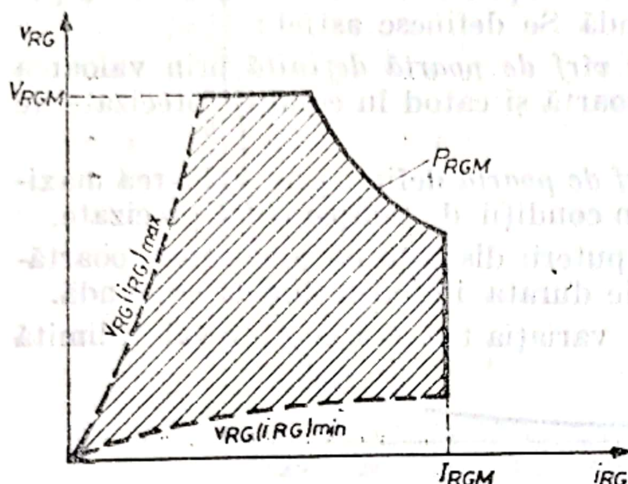


Fig. 4.18. Definirea ariei permise de funcționare pentru poarta tiristorului *GTO* la aplicarea comenzii de stingere.

Pentru evitarea unor incidente ce pot afecta buna funcționare a dispozitivelor semiconductoare de putere, recomandăm respectarea algoritmului dat mai jos pentru verificarea modului în care sînt respectate valorile limită absolute.

(1) Dispozitivul ales este compatibil din punct de vedere al solicitărilor mecano-climatice cu condițiile reale de utilizare?

— **Nu** — *se alege alt tip de dispozitiv* sau se iau *măsuri de protejare a* dispozitivului sau de *reducere a solicitărilor*.

— **Nu există certitudine** (solicitările sînt de natură deosebită, neevaluate prin încercări standardizate) — *se recomandă consultarea producătorului* de dispozitive semiconductoare.

— **Da** — *se trece la pasul următor* al algoritmului.

(2) Este dimensionat corespunzător sistemul de evacuare a căldurii disipate de dispozitiv în timpul funcționării (rezultatul comparației între puterea disipată de dispozitiv în regim de conducție, blocare, comutație etc. și căldura ce poate fi evacuată)?

— **Nu** — *se alege un dispozitiv cu performanțe superioare* sau se *îmbunătățește sistemul de evacuare al căldurii*.

— **Nu există certitudine** (regimul de funcționare este de tip particular, neexistînd date suficiente pentru calculul puterii disipate) — *se recomandă consultarea producătorului*.

— **Da** — *se trece la pasul următor* al algoritmului.

(3) Sînt respectate valorile limită absolute electrice și termice?

— **Nu** — *se alege un dispozitiv cu performanțe superioare* sau se iau *măsuri de protecție la solicitările excesive*.

— **Nu există certitudine** — (aplicația presupune solicitări ce nu pot fi ușor comparate cu valorile limită absolute) — *se recomandă consultarea* producătorului de dispozitive de putere.

— **Da** — *se trece la pasul următor* al algoritmului.

(4) Există concordanță între mărimile evaluate în etapa de proiectare prin calcul și măsurătorile experimentale asupra modelului fizic — proto-

Tabelul 4.6.

Sistemul minimal de valori limită absolută (termice și electrice) pentru dispozitive semiconductoare de putere.

Nr. crt.	Tip dispozitiv	Sistem minimal de valori limită absolută termice și electrice
	DIODE	
1	Diode redresoare normale	— $I_{F(AV)}$, I_{FRM}, I_{FSM}, $I_{F(OV)}$ — V_R, V_{RWM}, V_{RRM}, V_{RSM} — $T_{vj\,min}$, $T_{vj\,max}$, $T_{c\,max}$ sau $T_{a\,max}$
2	Diode redresoare rapide	— $I_{F(AV)}$, I_{eff}, I_{FRM}, $I_{F(PV)}$, $I_{F(OV)M}$, I_{FSM} — di_F/dt, di_R/dt, I_{RRM} — V_R, V_{RWM}, V_{RRM}, V_{RSM}, dv/dt — $T_{vj\,min}$, $T_{vj\,max}$, $T_{c\,max}$ sau $T_{a\,max}$
3	Diode redresoare cu avalanșă controlată	— $I_{F(AV)}$, I_{FRM}, $I_{F(OV)}$, I_{FSM} — V_{RWM} — P_{RRM}, P_{RSM} — $T_{vj\,min}$, $T_{vj\,max}$, $T_{c\,max}$ sau $T_{a\,max}$
4	Diode cu avalanșă controlată pentru protecția la supratensiuni	— V_{RWM} — P_{RRM}, P_{RSM} — $T_{vj\,min}$, $T_{vj\,max}$, $T_{c\,max}$ sau $T_{a\,max}$
5	Diode stabilizatoare de tensiune	— I_{FSM}, I_{ZSM} — P_Z, P_{ZSM} — $T_{vj\,min}$, $T_{vj\,max}$, $T_{c\,max}$ sau $T_{a\,max}$
	TIRISTOARE	
1	Tiristoare normale (blocate în invers)	— I_{TAV}, I_{TRM}, $I_{T(OV)}$, $I_{T(OV)M}$, I_{TSM} di/dt, I^2t — V_D, D_{DWM}, V_{DRM}, D_{DSM}, dv/dt — V_R, V_{RWM}, V_{RRM}, V_{RSM} — I_{GM}, V_{GM}, V_{RGM}, P_{GM} — $T_{vj\,min}$, $T_{vj\,max}$, $T_{c\,max}$ sau $T_{a\,max}$
2	Tiristoare normale (conducînd în invers	— I_{TAV}, I_{FAV}, I_{Teff}, $I_{T(OV)}$, I_{FOV}, I_{FSM} I_{TSM} — di/dt, I^2t — V_D, V_{DWM}, V_{DRM}, V_{DSM}, dv/dt — I_{GM}, V_{GM}, V_{RFM}, P_{GM} — $T_{vj\,min}$, $T_{vj\,max}$, $T_{c\,max}$ sau $T_{a\,max}$
3	Tiristoare rapide (blocate în invers)	— I_{TAV}, I_{TRM}, $I_{T(OV)}$, $I_{T(OV)M}$, I_{TSM}, di/dt, I^2t — V_D, V_{DWM}, V_{DRM}, V_{DSM}, dv/dt — V_R, V_{RWM}, V_{RRM}, V_{RSM} — I_{GM}, V_{GM}, V_{RGM}, P_{GM} — $T_{vj\,min}$, $T_{vj\,max}$, $T_{c\,max}$, sau $T_{a\,max}$
4	Tiristoare rapide (conducînd în invers)	— I_{TAV}, I_{FAV}, I_{Tef}, $I_{T(OV)}$, $I_{T(OV)M}$, I_{FOV}, (di/dt) — $(di/dt)_F$, I^2t, I_{FSM}, I_{TSM} — V_D, V_{DWM}, V_{DRM}, V_{DSM}, dv/dt — I_{GM}, V_{GM}, V_{RGM}, P_{GM} — $T_{vj\,min}$, $T_{vj\,max}$, $T_{c\,max}$ sau $T_{a\,max}$

Nr. crt.	Tip dispozitiv	Sistem minimal de valori limită absolute termice și electrice
5	Tiristoare cu stingere forțată pe poartă	— I_{TAV}, I_{Teff}, I_{TOV}, I_{FOV}, I_{TSM}, di/dt, I^2t — V_D, V_{DWM}, V_{DRM}, V_{DSM}, dv/dt — V_R, V_{RWM}, V_{RRM}, V_{RSM} — I_{GM}, V_{GM}, I_{RGM}, V_{RGM}, P_{GM}, P_{RGM} — $T_{vj\,min}$, $T_{vj\,max}$, $T_{c\,max}$ sau $T_{a\,max}$
6	Triace	— V_D, V_{DWM}, V_{DRM}, V_{DSM}, dv/dt, dv_c/dt — I_{Teff}, I_{TRM}, I_{TSM}, di/dt, I^2t — V_{GM}, I_{GM}, P_{GM} — $T_{vj\,min}$, $T_{vj\,max}$, $T_{c\,max}$ sau $T_{a\,max}$

tipului? (această verificare este cea mai importantă din tot algoritmul și cel mai adesea neglijată).

— **Nu** — se efectuează o *verificare amănunțită a proiectului* și a *modului de execuție* a echipamentului pentru a detecta cauza neconcordanței.

— **Da** — *măsurătorile experimentale validează corectitudinea proiectului* — echipamentul este bine proiectat și executat.

4.3. Caracteristici electrice și termice

Caracteristicile electrice și termice constituie un sistem de mărimi măsurabile care descriu complet un dispozitiv din punct de vedere funcțional. Măsurarea caracteristicilor termice și electrice ale unui dispozitiv asigură posibilitatea verificării conformității acestuia cu documentul normativ.

De asemenea evaluarea calitativă a dispozitivului atît de către producător (prin sortare finală) cît și de către utilizator (prin probe de recepție) se bazează tot pe măsurarea unor caracteristici electrice.

În concluzie, *caracteristicile electrice și termice formează sistemul prin care producătorul supraveghează buna desfășurare a procesului tehnologic, asigură conformitatea produsului cu documentele normative și crează un sistem de evaluare a calității lipsit de ambiguitate în relația cu utilizatorii.* La rîndul lor, utilizatorii folosesc caracteristicile electrice și termice în operațiunile de proiectare a echipamentului, de evaluare și optimizare a performanțelor, sau ca bază a reclamațiilor calitative.

În continuare se vor prezenta caracteristicile electrice și termice grupate în mod similar cu valorile limită absolută în funcție de regimul de funcționare în care se află dispozitivul (conducție, blocare, comutație, avalanșă, stabilizare) și cele referitoare la semnalele de comandă pe poartă.

4.3.1. Caracteristici electrice în regim de blocare

La aplicarea unei tensiuni inverse pe o diodă sau pe un tiristor, sau a unei tensiuni de blocare în direct pentru tiristor și triac joncțiunea (joncțiunile) sînt străbătute de curenți de valori foarte mici (curenți reziduali).

Capabilitatea de blocare a joncţiunii (joncţiunilor) este caracterizată prin mărimea acestor **curenţi reziduali** în condiţiile aplicării unei tensiuni date şi la o temperatură precizată a joncţiunii. Astfel:

- pentru **diodă** I_{RM} — *curentul invers de vîrf precizat la o tensiune inversă* V_{RM} (în mod uzual se alege $V_{RM} = V_{RWM}$) şi la două temperaturi ale joncţiunii ($T_{vj} = 25°C$ şi $T_{vj} = T_{vj\,max}$).
- pentru **tiristor** I_{RM} — definit identic ca la diodă şi I_{DM} — curentul direct de vîrf în stare blocată la o tensiune directă în stare de blocare V_{DM} (în mod uzual $V_{DM} = V_{DWM}$) şi la două temperaturi ale joncţiunii ($T_{vj} = 25°C$ şi $T_{vj} = T_{vj\,max}$). Se poate considera că atît I_{RM} cît şi I_{DM} se dublează pentru o creştere a temperaturii de aproximativ 8°C. Pentru tiristoare şi triace se pot defini curentul şi tensiunea de întoarcere, respectiv I_{BO} şi V_{BO}. Aceste mărimi au o valoare pur *informativă* avînd în vedere că V_{DSM} (valoare limită absolută) este mai mică decît V_{BO}.

Este extrem de important de reţinut faptul că V_{BO} şi I_{BO} *sînt puternic dependente de condiţiile de polarizare ale porţii*. Astfel pentru tensiuni pozitive de poartă (chiar mici, echivalente cu tensiunea de saturaţie pe un tranzistor) tensiunea de întoarcere V_{BO} scade foarte puternic. De aceea, în aplicaţii, pentru regimul de blocare al tiristorului se recomandă respectarea condiţiei de polarizare a porţii $V_G \leqslant 0$. În cazul triacelor, avînd în vedere că pot fi amorsate şi cu tensiuni negative pe poartă, condiţia de polarizare a porţii în regim de blocare este $V_G = 0$.

În mod similar, temperaturile mari de utilizare pot determina în cazul unor tensiuni mari de lucru apariţia unor curenţi reziduali $I_{DM} \geqslant I_{BO}$, fapt ce poate produce amorsarea necontrolată a tiristorului.

Curenţii reziduali ce parcurg joncţiunile polarizate la tensiuni mari determină disiparea unor puteri considerabile ce nu pot fi neglijate la efectuarea bilanţului termic al dispozitivului (în special în cazul dispozitivelor de mare putere).

Pentru *regimul de polarizare inversă* se calculează

$$\bullet\ P_R = \frac{1}{T}\int_0^T v_R(t)\, i_R(t)\, dt. \tag{4.6}$$

Pentru *regimul de blocare* se calculează

$$\bullet\ P_D = \frac{1}{T}\int_0^T v_D(t\, i_D(t)\, dt. \tag{4.7}$$

4.3.2. Caracteristici electrice în regim de conducţie

În regim de conducţie joncţiunea (joncţiunile) dispozitivului semiconductor sînt polarizate în direct. Mărimile caracteristice pentru acest regim se referă la căderea de tensiune pe joncţiune, la puterea disipată, precum şi la cîteva puncte caracteristice de pe curba $V_T(I_T)$ pentru tiristoare (curentul de menţinere I_H, curent de acroşaj I_L).

În general pentru regimul de conducţie se defineşte fie valoarea maximă a **căderii de tensiune** V_{FM} (respectiv V_{TM}) în anumite condiţii specificate, fie **curba caracteristică** $V_F(I_F)$ valoarea tipică şi maximă, fie

perechea de mărimi V_{FO}, r_T (respectiv V_{TO}, r_T) ce definește aproximarea liniarizată a curbei $V_F(I_F)$. Astfel, în documentele normative și în cataloage se precizează valorile:

- $V_{FM}(V_{TM})$ — *valoarea maximă a tensiunii în stare de conducție* la I_{TM} precizat și $T_a = 25°C$;
- $V_{FO}(V_{TO})$ — *tensiunea de prag în stare de conducție valoare maximă* (semnificația în figura 4.19);
- r_T — *rezistența aparentă în stare de conducție, valoare maximă* (semnificația în figura 4.19);
- $V_F(I_F)V_T(I_T)$ — curba caracteristică în stare de conducție (vezi figura 4.19);
- α_{VF}, α_{VT} — *coeficientul de variație a tensiunii în conducție cu temperatura.*

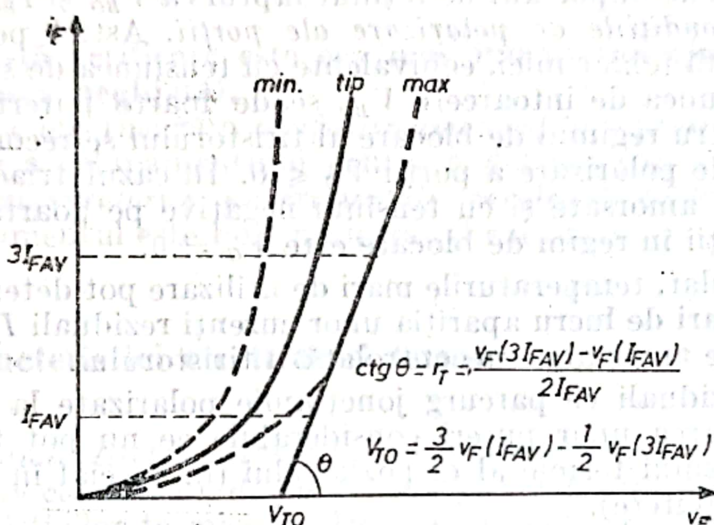


Fig. 4.19. Caracteristica de conducție pentru diodă.

Pentru densități mici ale curentului de conducție (5...10 mA/cm²) variația tensiunii de conducție în funcție de temperatură este practic liniară, coeficientul de variație cu temperatura avînd o valoare $\alpha_{VF} = -1{,}8 \ldots -2{,}2$ mV/°C pentru diode și $\alpha_{VF} = -2 \ldots -2{,}5$ mV/°C pentru tiristoare.

Notă: În cazul în care se dau valorile V_{FO} și r_T, caracteristica în stare de conducție este aproximată de următoarea funcție:

$$V_F(I_F) = V_{FO} + r_T I_F \tag{4.8}$$

Caracteristica în stare de conducție, dată de figura 4.19 sau de relația (4.8), permite calcularea valorii puterii disipate în regim de conducție (valoarea medie sau valoarea de vîrf).

- $P_{F(AV)}$ sau $P_{T(AV)}$ — *puterea medie în regim de conducție* ce se poate aproxima cu relația:

$$P_{F(AV)} = \frac{1}{T}\int_0^T v_F(t)\, i_F(t)\, dt = V_{FO} I_{FAV} + r_T I_{FRMS}^2 \tag{4.9}$$

• P_{FM}, P_{TM} — *puterea de vîrf în stare de conducție*

$$P_{FM} = V_{FM} I_{FM} \tag{4.10}$$

Pentru tiristoare și triace, curba caracteristică $V_T(I_T)$ prezintă **două puncte de discontinuitate pentru curent** și anume:

• I_L — *curentul de acroșaj* definit ca valoare minimă a curentului de conducție care permite conservarea stării de conducție imediat după încetarea semnalului de comandă pe poartă. Această valoare caracteristică este importantă pentru proiectant în cazul unor acționări pe sarcini preponderent inductive. Pentru aceste situații, durata semnalului de comandă pe poartă trebuie astfel aleasă încît curentul prin tiristor să depășească valoarea I_L.

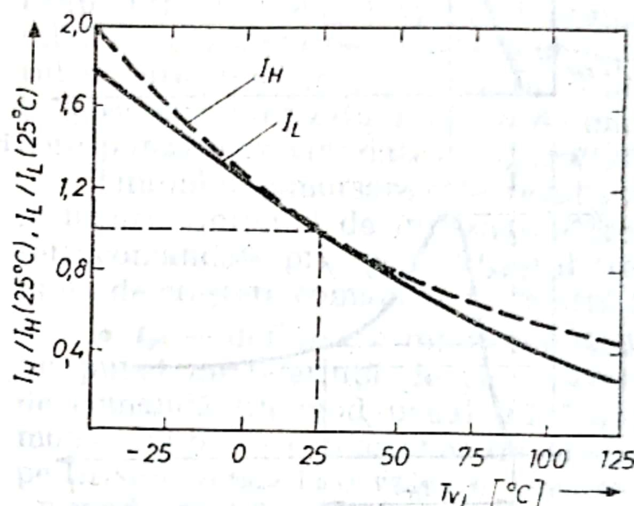


Fig. 4.20. Dependența curenților I_H și I_L de temperatură.

• I_H — *curentul de menținere* definit ca valoarea minimă a curentului de conducție care permite conservarea stării de conducție în condițiile în care nu există semnal pe poartă. Această valoare este importantă pentru proiectant în sensul că limitează valoarea unghiului de conducție.

În general $I_L \triangleright I_H$. Atît I_H cît și I_L scad odată cu creșterea temperaturii (variația tipică este dată în figura 4.20)

4.3.3. Caracteristici electrice în regim de comutare din blocare în conducție

În cazul dispozitivelor semiconductoare de putere utilizate în echipamente care lucrează la frecvența rețelei ($f = 50$ Hz) fenomenele ce au loc la comutarea din regim de polarizare inversă (sau blocare) în regim de conducție sînt nesemnificative din punct de vedere al caracteristicilor electrice.

Pentru dispozitivele care lucrează în regim de comutație forțată la frecvențe mai ridicate, fenomenele ce au loc la comutare au o pondere considerabilă în solicitarea termică și electrică a acestora. Pentru evaluarea efectelor acestor fenomene, în cazul dispozitivelor rapide (destinate prin proiectare și construcție să lucrez în **regimuri de comutație forțată și la frecvențe ridicate**) se definesc următoarele caracteristici electrice:

• V_{FR} — *tensiunea de revenire în stare de conducție*, definită ca valoarea maximă a tensiunii în stare de conducție la comutarea unei diode cu un curent cu viteza de creștere di_F/dt.

• t_{fr} — *timpul de revenire directă*, definit ca valoare maximă a intervalului de timp cuprins între momentul trecerii curentului de conducție prin valoarea 0,1 I_{FM} și momentul trecerii tensiunii de conducție prin valoarea 1,1 V_{FM} (I_{FM} este valoarea finală a curentului de conducție și V_{FM} este valoarea staționară a tensiunii în conducție la curentul I_{FM}).

În figura 4.21 sînt redate grafic semnificațiile acestor caracteristici.

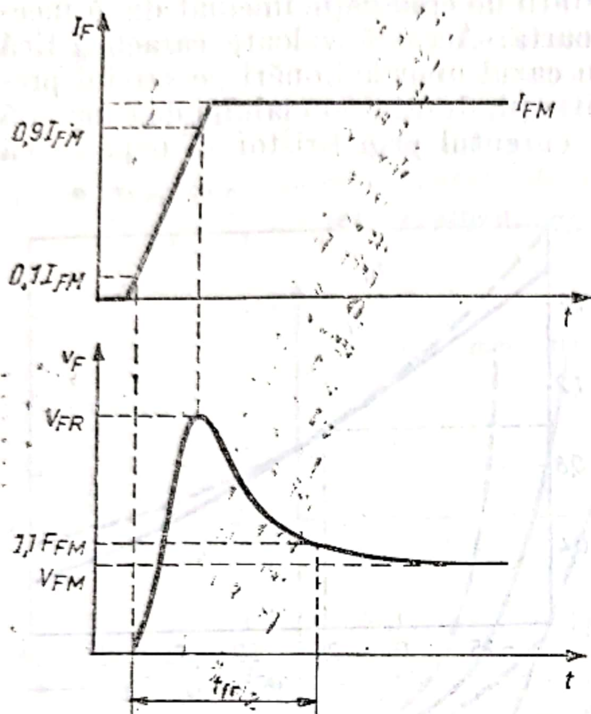


Fig. 4.21. Formele de undă la comutarea unei diode din blocare în conducție.

• P_{FTM} — *puterea de vîrf de comutație* definită ca valoarea maximă a puterii în regim de comutație. Se calculează cu relația:

$$P_{FTM} = V_{FR} I_{FM}(V_F)\big|_{V_F = V_{FR}} \tag{4.11}$$

În timpul regimului de comutație valorile instantanee mari ale tensiunii de conducție determină apariția unor supracreșteri de temperatură a joncțiunii ce pot duce la depășirea valorii maxime admise.

• $P_{FT(AV)}$ — *puterea medie de comutație disipată în sens direct* definită ca valoare medie calculată pe o perioadă a puterii în regim de comutație.

$$P_{FT(AV)} = \frac{1}{T}\int_0^{t_{fr}} i_F(t)\, v_F(t)\, \mathrm{d}t \tag{4.12}$$

Puterea medie disipată în regim de comutare poate determina o creștere importantă a temperaturii de lucru a dispozitivului. *Pentru utilizarea la frecvențe ridicate a dispozitivelor semiconductoare, puterea medie disipată în regim de comutație trebuie luată în mod obligatoriu în calculul bilanțului termic.* Menționăm că valori mari ale curentului I_{FM} și ale pantei de creștere $\mathrm{d}t/\mathrm{d}i$ determină valori mari caracteristicilor V_{FR}, t_{fr}, P_{FTM} și $P_{FT(AV)}$.

Comutarea normală a tiristoarelor și a triacelor din starea de blocare în starea de conducție este comandată prin aplicarea unui semnal pe poartă.

Comutarea poate fi amorsată însă și în mod nedorit prin depășirea fie a valorii limită dv/dt sau $(dv/dt)_{com}$ fie prin depășirea tensiunii de întoarcere V_{BO} (deci depășirea valorii limită V_{DSM}). Aceste regimuri de comutare sînt extrem de dăunătoare pentru dispozitivul semiconductor (duc în general la *distrugere* prin di/dt).

La comutarea prin comandă pe poartă se manifestă o *întîrziere între variația tensiunii și cea a curentului prin tiristor față de momentul comenzii.* Această **întîrziere** este caracterizată prin :

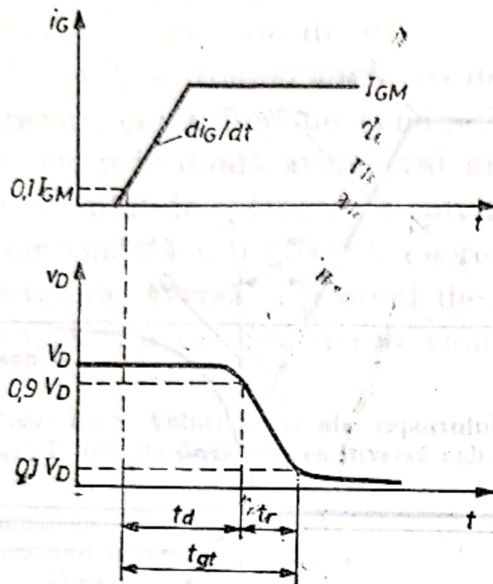


Fig. 4.22. Formele de undă la comutarea unui tiristor (triac) din blocare în conducție.

• t_{gt} — *timpul de amorsare pe poartă* definit ca intervalul maxim de timp între momentul aplicării semnalului de comandă pe poartă și momentul în care tensiunea pe tiristor scade la o valoare precizată. Formele de undă corespunzătoare sînt date în figura 4.22.

Timpul de amorsare este rezultatul însumării timpului de întîrziere a creșterii comandate prin poartă t_{gd} și al timpului de creștere comandat pe poartă t_r.

• t_{gd} — definit ca intervalul între un punct de referință de pe semnalul de comandă (în mod uzual 0,1 I_{GM}) și momentul în care tensiunea de blocare pe tiristor scade la o valoare precizată (în mod uzual 0,9 V_{DM}) ;

• t_r — definit ca intervalul între momentul cînd tensiunea de blocare pe tiristor a scăzut la o valoare precizată (în mod uzual 0,9 V_{DM}) și momentul în care atinge o valoare inferioară specificată (în mod uzual 0,1V_{DM}).

În timpul comutației din blocare în conducție din cauza vitezei limitate de extindere a ariei de conducție pe joncțiunile tiristorului (triacului) se disipă **puteri** considerabile care pot fie duce la depășirea temperaturii maxime a joncțiunii pentru timpi scurți, fie să contribuie cu o pondere importantă în bilanțul termic de regim staționar al dispozitivului. Pentru evaluarea efectelor regimului de comutare asupra temperaturii maxime instantanee a joncțiunii sau a temperaturii medii de lucru se definesc următoarele puteri :

• P_{TTM} — *puterea de vîrf disipată* în regim de comutație din blocare în conducție. Puterea de vîrf se calculează conform relației :

$$P_{TTM} = \text{Max}\,[v_D(t)\, i_T(t)]_0^{t_{gt}} \tag{4.13}$$

în care $v_D(t)$ și $i_T(t)$ au o variație tipică dată în figura 4.23. Puterea de vîrf permite calcularea supracreșterii de temperatură a joncțiunii la comutație.

• $P_{TT(AV)}$ — *puterea medie disipată în regim de comutație din blocare în conducție*. Puterea medie se calculează conform relației:

$$P_{TT(AV)} = \frac{1}{T}\int_0^{t_{gt}} V_D(t)\, i_T(t)\, dt \quad (4.14)$$

Puterea medie disipată la comutare se ia în calculul bilanțului termic; ponderea ei crește în general cu frecvența de lucru.

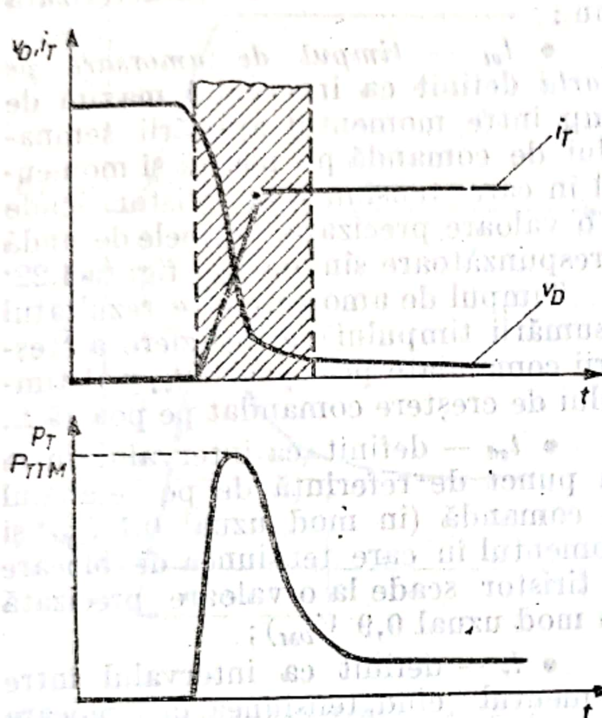


Fig. 4.23. Variația tipică a tensiunii curentului și puterii pentru un tiristor amorsat pe poartă (la comutație).

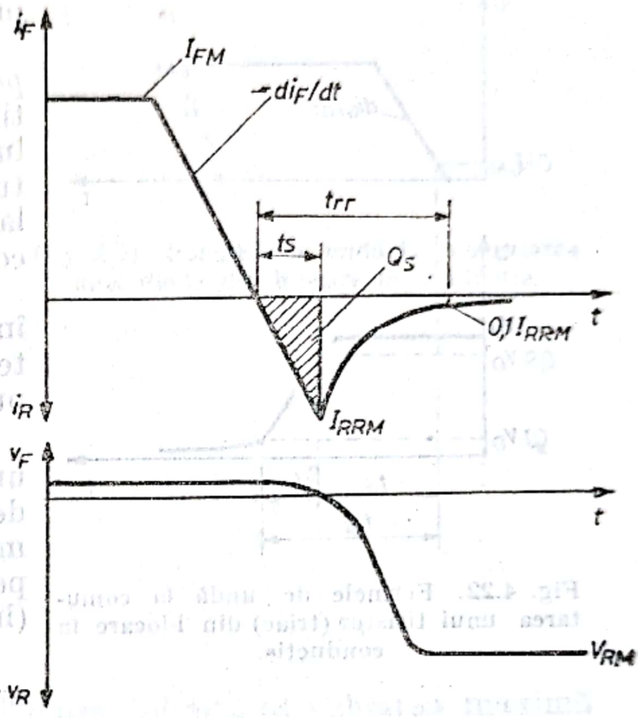


Fig. 4.24. Formele de undă la comutarea unei diode din regim de conducție, în regim de blocare.

4.3.4. Caracteristici electrice în regim de comutație din conducție în blocare

Fenomenele ce au loc în timpul comutării dispozitivelor semiconductoare de putere din starea de conducție în starea de polarizare inversă sau blocare au o contribuție importantă la creșterea puterii disipate (respectiv a temperaturii joncțiunii) și la limitarea frecvenței de lucru. Între regimul de comutație al diodelor și al tiristoarelor există o serie de diferențe, fapt pentru care caracteristicile electrice specifice regimului de comutație din conducție în blocare se vor examina separat.

DIODE

Datorită unor fenomene intrinseci funcționării diodelor, inversarea tensiunii la bornele diodei nu implică blocarea instantanee a joncțiunii. Formele de undă tipice pentru regimul de comutare din conducție în blocare sînt prezentate în figura 4.24.

Se utilizează următoarele mărimi caracteristice:

- t_{rr} — *timpul de revenire inversă* definit ca valoarea maximă a intervalului de timp între momentul trecerii curentului prin zero (cînd trece din regimul de conducție în regimul de blocare) și momentul în care curentul invers prin diodă scade la o valoare precizată (0,1 I_{RRM} sau 0,25 I_{RRM}).

Timpul de revenire inversă depinde de temperatura joncțiunii, T_{vj}, de curentul de conducție anterior comutării I_{FM}, de panta de scădere a curentului de conducție di_F/dt.

- t_s — *timpul de stocare* definit ca intervalul de timp dintre momentul trecerii curentului de conducție prin zero și momentul în care curentul invers prin diodă atinge valoarea maximă. Timpul de stocare corespunde procesului de extragere a sarcinii stocate la nivelul joncțiunii și este parte componentă din timpul de revenire inversă. Raportul dintre timpul de revenire inversă și timpul de stocare crește odată cu creșterea tensiunii inverse aplicate. Gama de valori tipice este indicată în *Tabelul 4.7*.

Tabelul 4.7. **Valori tipice ale raportului t_{rr}/t_s în funcție de tensiunea inversă aplicată.**

Gama de valori a tensiunii inverse V (V_{RRM})	t_{rr}/t_s
100...800	1,1...1,25
800...1800	1,25...2,1
1800...3000	2,1...2,3
3000...4800	2,3...2,6

- Q_s — *sarcina stocată* definită ca valoare maximă a sarcinii extrase din diodă între momentul trecerii curentului de conducție prin zero și momentul în care curentul invers atinge valoarea maximă I_{RRM}. Sarcina stocată este o caracteristică ce depinde de temperatura joncțiunii T_{vj}, de curentul de conducție I_{FM} și de viteza de scădere a curentului $-di_F/dt$.

Sarcina stocată maximă este dată în general prin familii de curbe (vezi figura 4.25) ce indică dependența de parametrii $-di_F/dt$, I_{FM} la $T_{vj} = T^*_{vj\,max}$

- I_{RRM} — *curentul de revenire inversă* definit ca valoare maximă de vîrf a curentului invers în timpul regimului de comutare din conducție în blocare.

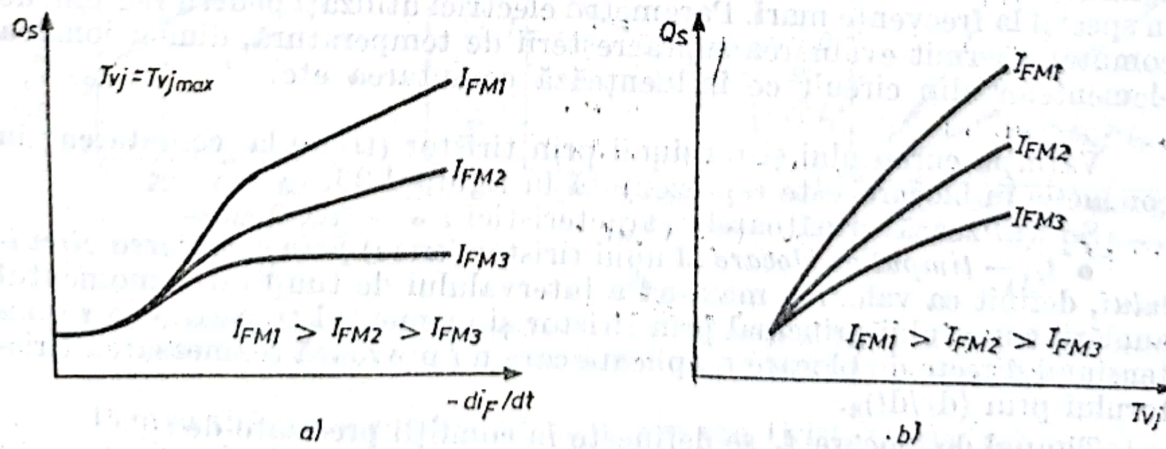


Fig. 4.25. Variația tipică a sarcinii stocate Q_s în funcție de panta de scădere a curentului de conducție $-dI/dt$, (*a*) și de temperatura joncțiunii T_{vj}(*b*).

Sarcina stocată, timpul de stocare și curentul de revenire inversă sînt legate prin următoarele relații :

$$t_s = \sqrt{\left|\frac{2Q_s}{-di_F/dt}\right|} \tag{4.15}$$

$$I_{RRM} = |-di_F/dt|\, t_s = \sqrt{2Q\,|-di_F/dt|} \tag{4.16}$$

În timpul regimului de comutație, pe joncțiunea diodei are loc o disipare considerabilă de **putere**. Această putere poate determina depășirea temperaturii maxime instantanee a joncțiunii (prin valoarea ei de vîrf) sau are o pondere importantă în bilanțul termic al diodei.

• P_{RQM} — *puterea de vîrf de comutație disipată în sens invers*. Această putere se calculează cu relația :

$$P_{RQM} = \mathrm{Max}\,|\,V_R(t)\, i_R(t)|_0^{t_{rr}} \tag{4.17}$$

și se utilizează în calculul temperaturii maxime a joncțiunii.

• $P_{RQ(AV)}$ — *puterea medie de comutație disipată în sens invers.*
Această putere se calculează cu relația :

$$P_{RQ(AV)} = \frac{1}{T}\int_0^{t_{rr}} i_R(t)\, V_R(t)\, dt \tag{4.18}$$

Menționăm că în cazul *diodelor normale* parametrii t_{rr}, Q_s, P_{RQM} și $P_{RQ(AV)}$ au valori considerabile (*cu circa un ordin de mărime mai mari decît în cazul diodelor rapide*). Utilizarea unor astfel de diode în regim de comutație la frecvențe mari este din această cauză *contraindicată*. Pentru astfel de aplicații sînt recomandate diodele rapide caracterizate prin sarcini stocate mult reduse și timpi de revenire mai scurți.

TIRISTOARE, TRIACE

Fenomenele ce au loc în timpul comutării tiristorului din starea de conducție în starea de blocare au o importanță deosebită în funcționare, în special la frecvențe mari. Parametrii electrici utilizați pentru regimul de comutare permit evaluarea supracreșterii de temperatură, dimensionarea elementelor din circuit ce influențează comutarea etc.

Variația curentului și tensiunii prin tiristor (triac) la **comutarea din conducție în blocare** este reprezentată în figura 4.26.

Se utilizează următoarele caracteristici :

• t_q — *timpul de blocare* al unui tiristor (triac) *prin comutarea circuitului*, definit ca valoarea maximă a intervalului de timp între momentul anulării curentului principal prin tiristor și momentul trecerii prin zero a tensiunii directe de blocare reaplicate care nu provoacă reamorsarea tiristorului prin $(dv/dt)_R$.

Timpul de blocare t_q se definește în condiții precizate de :

— di/dt — viteza de descreștere a curentului de conducție (în mod uzual $di/dt = -20\ \mathrm{A}/\mu\mathrm{s}$)

— I_{TM} — valoarea de vîrf a curentului înainte de blocare (în mod uzual $I_{TM} = I_{TAVM}$)

— V_R — valoarea tensiunii inverse maxime (în mod uzual $V_R = -100$ V)

— $(dv/dt)_R$ — viteza de creștere a tensiunii de blocare reaplicate

— V_D — valoarea de vîrf a tensiunii de blocare reaplicate (în mod uzual $V_D = 0{,}67\ V_{DRM}$)

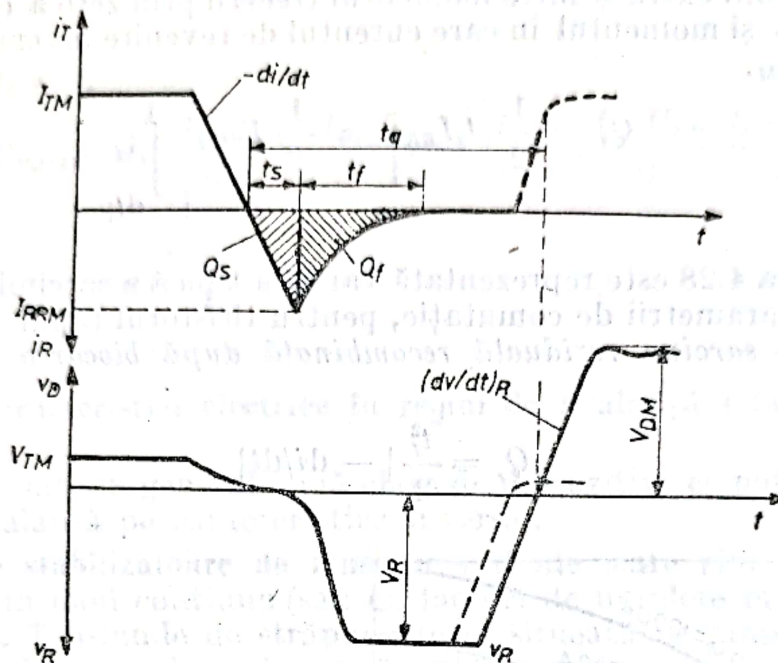


Fig. 4.26. Formele de undă ale tensiunii și curentului la comutarea prin circuit a unui tiristor din conducție în blocare.

În figura 4.27 sînt reprezentate variațiile tipice ale valorii normate t_q în funcție de parametrii de comutație.

Pe fiecare curbă este marcată cu simbolul x valoarea prevăzută în *STR* (măsurată în condițiile standard).

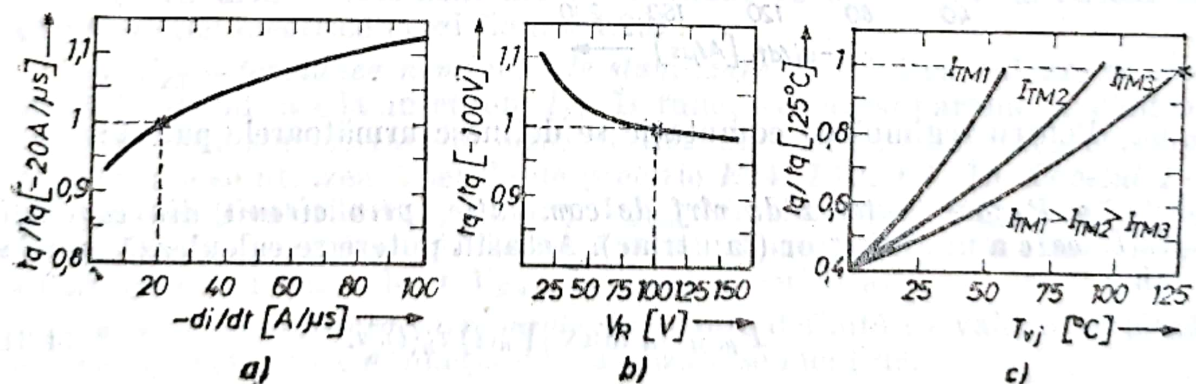


Fig. 4.27. Dependența timpului de blocare (valoare normată) în funcție de (*a*) viteza de descreștere a curentului, (*b*) tensiunea inversă, (*c*) temperatura joncțiunii.

Pentru tiristoare conducînd în invers sau tiristoare avînd cuplate în antiparalel diode se definește de asemenea t_q (bineînțeles V_R aplicat tiristorului este limitat la V_F al diodei în antiparalel).

În timpul procesului de comutare din starea de conducție în starea de blocare în tiristor au loc o serie de fenomene (extragere de curent pînă la blocarea joncțiunilor, recombinarea sarcinii în exces etc.) care determină apariția unor creșteri considerabile de temperatură și limitări ale frecvenței maxime de lucru. Pentru aplicații la frecvențe ridicate se utilizează tiristoare rapide la care efectele fenomenelor de comutație sînt minimizate

• Q_s — *sarcina extrasă la comutarea prin circuit* definită ca valoarea totală a sarcinii extrase între momentul trecerii prin zero a curentului de conducție I_T și momentul în care curentul de revenire inversă de valoarea maximă I_{RRM}.

$$Q_s = \frac{1}{2} t_s I_{RRM} = \frac{1}{2} I_{RRM}^2 \frac{1}{\left|-\frac{di}{dt}\right|} \tag{4.19}$$

În figura 4.28 este reprezentată variația tipică a sarcinii extrase Q în funcție de parametrii de comutație, pentru tiristorul rapid $T600F$.

• Q_f — *sarcina reziduală recombinată după blocarea joncțiunii de catod*.

$$Q_f = \frac{t_f^2}{2} |-di/dt| \tag{4.20}$$

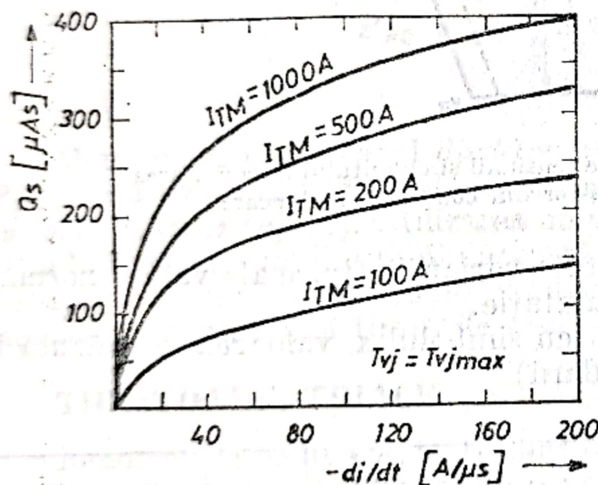


Fig. 4.28. Dependența sarcinii extrase Q în funcție de parametrii regimului de comutație: I_{TM}, $-di/dt$ (ex.: tiristorul $T290F$)

Pentru regimul de comutație se definesc următoarele **puteri:**

• P_{RQM} — *puterea de vîrf de comutație (prin circuit) din conducție în blocare* a unui tiristor (sau triac). Această putere se calculează cu relația:

$$P_{RQM} = \text{Max}\, |V_R(t)\, i_R(t)|_0^{t_q}. \tag{4.21}$$

• $P_{RQ(AV)}$ — *puterea medie disipată la comutație tiristorului din conducție în blocare*. Această putere se calculează cu relația

$$P_{RQ(AV)} = \frac{1}{T}\int_0^{t_q} i_R(t)\, V_T(t)\, dt. \tag{4.22}$$

Dacă se ia în considerare viteza de creștere a tensiunii inverse dv_R/dt, relația (4.22) poate fi înlocuită cu una din relațiile de mai jos în funcție de raportul existent între timpul de creștere al tensiunii inverse $t_0 = \frac{V_R}{dv_R/dt}$ și t_f (din figura 4.23).

Astfel pentru $t_r \geq t_f$

$$P_{RQ(AV)} \approx \frac{(dv_R/dt)\, t_f I_{RRM}}{6} \tag{4.23}$$

iar pentru $t_r \leq t_f$

$$P_{RQ(AV)} \approx \left[\frac{I_{RRM}}{6} + \frac{I_{RO}}{3}\right] U_{RM} \frac{t_0}{t_f} + \frac{I_{RO} U_{RM}}{2} \frac{t_f - t_0}{t_f} \tag{4.24}$$

în care $I_{RO} = I_{RRM} \frac{t_f - t_0}{t_f}$

4.3.5. Caracteristici electrice în regim de avalanșă (stabilizare)

Sînt utilizate în general două clase de dispozitive ce pot funcționa în regim de avalanșă pe caracteristica inversă :

— **diode stabilizatoare de tensiune** — diode care sînt destinate să funcționeze în mod continuu (sau cu factori de umplere mari) în regim de avalanșă. Tensiunile de străpungere se situează în gama 6...200 V. Sînt folosite în general ca elemente regulatoare în sursele de alimentare stabilizate.

— **diode cu avalanșă controlată** (sau **diode supresoare**) care funcționează intermitent sau accidental în regim de avalanșă. Pentru gama de tensiuni cuprinsă între 6...200 V, diodele stabilizatoare de tensiune pot fi utilizate și ca diode supresoare. Diodele cu avalanșa controlată sînt realizate în gama 400...2000 V.

Pentru **diodele stabilizatoare de tensiune** se utilizează următoarele caracteristici electrice (vezi figura 4.29) :

• V_{ZT} — *tensiunea nominală de stabilizare* definită ca valoare a tensiunii de stabilizare la un curent I_{ZT}. În funcție de acest parametru diodele stabilizatoare sînt sortate în clase de tensiune. Pentru definirea claselor de tensiune se utilizează seriile de precizie *E24*, *E12*, *E6*. În *Tabelul 4.8* sînt precizate valorile V_{ZT}, $V_{Z\,min}$ și $V_{Z\,max}$. Se observă că între două clase de tensiune consecutive există o zonă de suprapunere ($V_{Z\,max}$ a clasei inferioare este mai mare decît $V_{Z\,min}$ a clasei superioare).

• V_{ZK} — *tensiunea minimă de stabilizare* definită ca valoare minimă a tensiunii pentru care funcția de stabilizare se menține.

• r_{ZT} — *rezistență dinamică a caracteristicii* definită ca valoare maximă a rezistenței măsurată în jurul punctului V_{ZT}, I_{ZT} de pe curba $V_Z(i_Z)$ și calculată cu relația :

$$r_{ZT} = \frac{\Delta V_{ZT}}{0{,}1\, I_{ZK}} \tag{4.25}$$

Tabelul 4.8

Clasele de tensiune standardizate pentru diode stabilizatoare.

Clasa de precizie $E24$ (5%) $(V_{Zmax}-V_{Zmin})/V_{ZT}=0{,}05$ $P_d=1$ W			Clasa de precizie E12 (10% $(V_{Zmax}\,V_{Zmin})/V_{ZT}=0{,}1$ $P_d=4\ldots10$ W			Clasa de precizie $E6$ (20%) $(V_{ZT}-V_{Zmin})/V_{Zmax}=0{,}2$ $P_d=20\ldots50$ W		
V_{ZT} (V)	V_{Zmin} (V)	V_{Zmax} (V)	V_{ZT} (V)	V_{Zmin} (V)	V_{Zmax} (V)	V_{ZT} (V)	V_{Zmin} (V)	V_{Zmax} (V)
2,7	2,5	2,9	—	—	—	—	—	—
3,0	2,8	3,2	—	—	—	—	—	—
3,3	3,1	3,5	—	—	—	—	—	—
3,6	3,4	3,8	—	—	—	—	—	—
3,9	3,7	4,1	—	—	—	—	—	—
4,3	4,0	4,6	—	—	—	—	—	—
4,7	4,4	5,0	—	—	—	—	—	—
5,1	4,8	5,4	—	—	—	—	—	—
5,6	5,2	6,0	—	—	—	—	—	—
6,2	5,8	6,6	—	—	—	—	—	—
6,8	6,4	7,2	6,8	5,8	7,9	—	—	—
7,5	7,0	7,9	—	—	—	—	—	—
8,2	7,7	8,7	8,2	7,0	9,6	8,2	5,8	11,6
9,1	8,5	9,6	—	—	—	—	—	—
10	9,4	10,6	10	8,5	11,6	—	—	—
11	10,4	11,6	—	—	—	—	—	—
12	11,4	12,7	12	10,4	14,4	12	8,5	17,1
13	12,4	14,1	—	—	—	—	—	—
15	13,8	15,8	15	12,4	17,1	—	—	—
16	15,3	17,1	—	—	—	—	—	—
18	16,8	19,1	18	15,3	21,2	18	12,4	25,9
20	18,8	21,2	—	—	—	—	—	—
22	20,8	23,3	22	18,8	25,9	—	—	—
24	22,7	25,9	—	—	—	—	—	—
27	25,1	28,9	27	22,7	32,0	27	18,8	38,0
30	28	32	—	—	—	—	—	—
33	31	35	33	28	38	—	—	—
36	34	38	—	—	—	—	—	—
39	37	41	39	34	46	39	28	54
43	40	46	—	—	—	—	—	—
47	44	50	47	40	54	—	—	—
51	48	54	—	—	—	—	—	—
56	52	60	56	48	66	56	40	79
62	58	66	—	—	—	—	—	—
68	64	72	68	58	79	—	—	—
75	70	79	—	—	—	—	—	—
82	77	87	82	70	96	82	58	116
91	85	96	—	—	—	—	—	—
100	94	106	100	85	116	—	—	—
110	104	116	—	—	—	—	—	—
120	114	127	120	104	141	120	85	171
130	124	141	—	—	—	—	—	—
150	138	158	150	124	171	—	—	—
160	153	171	—	—	—	—	—	—
180	168	191	180	153	212	180	124	212
200	188	212	—	—	—	—	—	—

în care

$$\Delta V_Z = V_Z(1{,}05 I_{ZT}) - V_Z(0{,}95\, I_{ZT})$$

• r_{ZK} — *rezistență dinamică a caracteristicii* definită ca valoare maximă a rezistenței măsurate în jurul punctului V_{ZK}, I_{ZK} de pe curba $V_Z(i_Z)$ și calculată cu relația:

$$r_{ZK} = \frac{\Delta V_{ZK}}{0{,}1 I_{ZK}} \tag{4.26}$$

în care

$$\Delta V_{ZK} = V_Z(1{,}1 I_{ZK}) - V_{ZK}$$

La valori ale tensiunii mai mici decît V_{ZK}, diodele stabilizatoare se comportă ca diodele cu joncțiuni polarizate în invers.

Pentru evaluarea capabilității de blocare a diodei stabilizatoare la tensiuni inverse de polarizare $V_R < V_{ZK}$ se utilizează următoarea mărime caracteristică:

• I_R — *curent rezidual* definit ca valoare maximă a curentului invers prin dioda stabilizatoare polarizată la o tensiune $V_R = (2/3) V_{ZT}$.

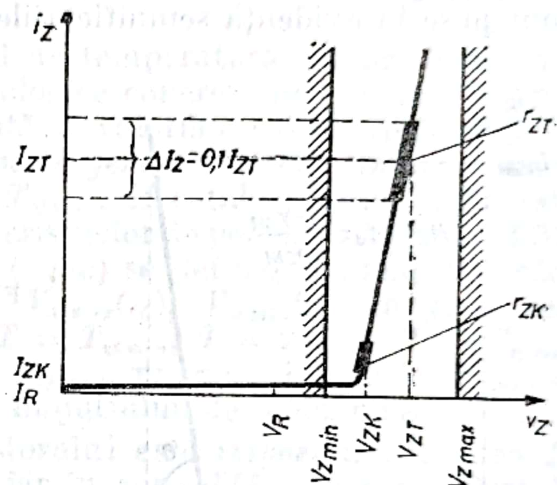


Fig. 4.29. Caracteristică tipică a unei diode stabilizatoare de tensiune.

Tensiunea de stabilizare V_{ZT} este o mărime dependentă de temperatură. Avînd în vedere faptul că utilizarea tipică pentru diodele stabilizatoare o reprezintă sursele de alimentare stabilizate se definește o caracteristică ce permite determinarea variațiilor V_{ZT} datorată variațiilor de temperatură.

• α_{VZ} — coeficientul de variație liniară a tensiunii de stabilizare cu temperatura definit ca valoare maximă a variației tensiunii de stabilizare nominale ΔV_{ZT} la o variație a temperaturii joncțiunii ΔT

$$\alpha_{VZ} = \frac{\Delta V_{VZ}}{\Delta T} \tag{4.27}$$

Menționăm că α_{VZ} este o mărime pozitivă, deci pentru realizarea unor referințe stabilizate în raport cu variația de temperatură se recomandă utilizarea unor joncțiuni polarizate în direct pentru compensarea lui α_{VZ} ($\alpha_{VF} = -1{,}8 \ldots -2{,}2$ mV/°C). De asemenea, la efectuarea bilanțului termic pentru diodele stabilizatoare de tensiune trebuie luat în considerare mecanismul de reacție electrotermică pozitivă (la $I_Z \approx$ constant):

$$P_d \uparrow \;\rightarrow T_j \uparrow \xrightarrow{\alpha_{VZ} > 0} V_Z \uparrow \;\rightarrow P_d \uparrow\uparrow \;\rightarrow T_j \uparrow \;\rightarrow \ldots$$

Neglijarea acestui efect poate determina ambalarea termică a diode stabilizatoare.

Pentru **diodele cu avalanşă controlată** şi pentru **diodele supresoare** se utilizează următoarele mărimi caracteristice :

• V_{BR} — *tensiunea de străpungere* definită ca valoare a tensiunii pentru care curentul prin dispozitiv creşte la o anumită valoare precizată I_{BR} pe caracteristica de străpungere.

• r_a — *rezistenţa diferenţială a caracteristicii de avalanşă* definită de relaţia

$$r_a = \frac{V_a - V_{BR}}{I_{RSM}}$$

în care V_a este tensiunea la curentul de suprasarcină I_{RSM}. În figura 4.30 sînt puse în evidenţă semnificaţiile acestor mărimi.

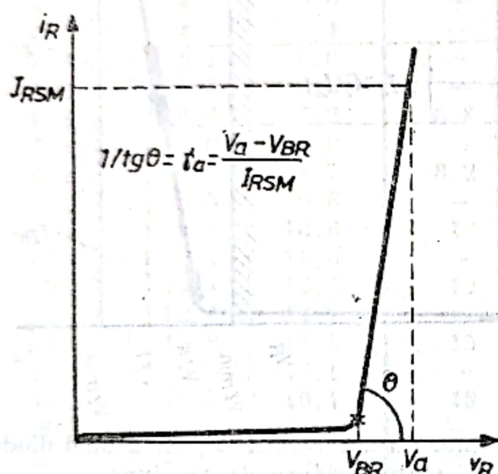


Fig. 4.30. Caracteristica inversă a unei diode cu avalanşă controlată

Menţionăm că valorile caracteristice V_{BR} şi r_a permit o dimensionare corectă a ecartului necesar între tensiunea de blocare maximă (V_{DSM}, V_{RSM}) a dispozitivului ce trebuie protejat şi tensiunea diodei cu avalanşă controlată folosită la protecţie.

$$V_{DSM} \geqslant V_{BR} + r_a I_s$$

în care

$$I_s = P_s / V_{BR}$$

Prin P_s am notat puterea impulsului de suprasarcină de tensiune accidentală iar I_s este curentul de avalanşă corespunzător acestui impuls.

4.3.6. Caracteristici electrice de poartă

Caracteristicile electrice de poartă formează un set de mărimi care caracterizează comportarea tiristorului (respectiv triacului) la semnale electrice aplicate pe poartă. Se definesc astfel caracteristicile electrice de amorsare prin poartă (care asigură comportarea dorită în regimul de comutaţie din blocare în conducţie), caracteristicile de neamorsare pe poartă

(care asigură imunitatea tiristorului la semnale parazite pe poartă) și caracteristicile de comandă pentru stingerea pe poartă (în cazul tiristoarelor *GTO*).

Pentru caracterizarea **tiristoarelor** se folosesc următoarele mărimi [2]:

- I_{GT} — *curentul de amorsare pe poartă* definit ca valoare minimă a curentului injectat în poartă pentru care tiristoarele comută (indiferent de dispersia tehnologică).
- V_{GT} — *tensiunea de amorsare pe poartă* definită ca valoare minimă a tensiunii aplicate pe poartă pentru care tiristoarele comută (indiferent de dispersie tehnologică).
- $V_{GT}(V_{GNT})$ — *tensiunea de neamorsare pe poartă* definită ca valoare maximă a tensiunii aplicate pe poarta tiristorului care nu provoacă comutarea acestuia.
- $I_{GD}(I_{GNT})$ — *curentul de poartă corespunzînd tensiunii de neamorsare* V_{GNT}.

Caracteristicile de poartă depind de temperatura dispozitivului. De asemenea, din cauza condițiilor tehnologice concrete de realizare a tiristoarelor există o dispersie importantă a valorilor caracteristice I_{GT} și V_{GT}. *În documentele normative se dau în general valorile limită maximă* pentru I_{GT} și V_{GT} la $T_{vj} = 25°C$ și la $T_{vj\,max}$. În cataloage sînt prezentate informații mai detaliate asupra caracteristicilor de poartă (vezi figura 4.31) Astfel, pentru fiecare tip de tiristor (triac) se definește planul valorilor caracteristice, $V_G - I_G$ delimitat de $V_{G\,max}(i_G)$, $V_{G\,min}(i_G)$ în care sînt precizate valorile caracteristice I_{GT} la $T = T_{vj\,min}$, $T = 25°C$ și $T = T_{vj\,max}$ V_{GT} la $T = T_{vj\,min}$, $T = 25°C$ și $T = T_{vj\,max}$, precum și curbele $P_{G\,max} = V_{G\,max} I_{G\,max}$ la diferite durate ale impulsului de comandă.

Astfel, în zona *I* amorsarea tiristorului este *imposibilă*, în zona *II* amorsarea tiristorului este *probabilă* iar în zona *III* este *certă*. Curbele limită $P_{G\,max}$ trebuie respectate ca valori limită absolută.

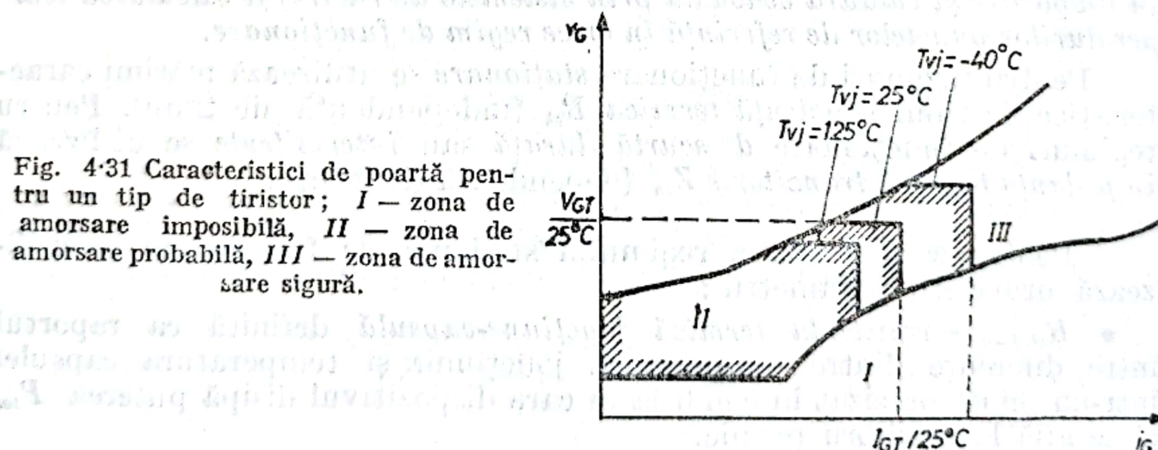


Fig. 4·31 Caracteristici de poartă pentru un tip de tiristor; *I* — zona de amorsare imposibilă, *II* — zona de amorsare probabilă, *III* — zona de amorsare sigură.

Condițiile optime de comandă pe poartă sînt precizate de către următoarele mărimi:

t_a — *intervalul de creștere a curentului pe poartă* definit ca intervalul în care curentul de poartă crește de la $0{,}1 I_G$ la $0{,}9 I_G$ (I_G este valoarea finală a curentului de poartă).

t_g — *durata impulsului de comandă*

V_L — *tensiunea în gol a generatorului de comandă pe poartă.*

I_K — *curentul de scurtcircuit al generatorului de comandă pe poartă.*
I_G — *curentul de poartă.*
di_G/dt — *viteza de creştere a curentului pe poartă.*

În Secţiunea 4.2 este comentată influenţa semnalului de comandă pe poartă atît asupra capabilităţii tiristorului la solicitarea di/dt cît şi asupra puterii disipate în timpul comutării. Nerespectarea prescripţiilor pentru semnalul de comandă pe poartă poate determina distrugerea tiristorului prin di/dt sau prin depăşirea temperaturii maxime a joncţiunii. În cazul comenzii unor tiristoare conectate în serie sau în paralel trebuie luate precauţii suplimentare (vezi *Capitolul 7*).

Pentru caracterizarea **tiristoarelor cu stingere pe poartă (GTO)** se folosesc următoarele mărimi:

• V_{GQ} — *tensiunea de dezamorsare pe poartă* definită ca valoarea minimă a tensiunii aplicate pe poartă în sens invers care asigură dezamorsarea tiristorului (comutarea din regim de conducţie în regim de blocare).

• I_{GQ} — *curentul de dezamorsare pe poartă* definit drept curent extras din poartă care asigură dezamorsarea tiristorului.

• V_Q — *factorul de cîştig la dezamorsare* definit ca raportul între curentul de conducţie I_{TM} şi curentul de dezamorsare pe poartă I_{GQ}.

$$V_Q = \frac{I_{TM}}{I_{GQ}}$$

4.3.7. Caracteristici termice

Caracteristicile termice ale unui dispozitiv sînt mărimi măsurabile care permit efectuarea completă a bilanţului termic (relaţia dintre căldura disipată în dispozitiv şi căldura evacuată prin sistemele de răcire) şi calcularea temperaturilor punctelor de referinţă în orice regim de funcţionare.

Pentru regimuri de funcţionare *staţionare* se utilizează mărimi caracteristice de tipul *rezistenţă termică* R_{th} (independentă de timp). Pentru regimuri de funcţionare *de scurtă durată* sau *intermitente* se utilizează *impedanţa termică tranzitorie* Z_{th} (dependentă de timp).

Pentru **caracterizarea regimului staţionar de funcţionare** se utilizează următorii parametrii:

• $R_{th\,j-c}$ — *rezistenţa termică joncţiune-capsulă* definită ca raportul între diferenţe dintre temperatura joncţiunii şi temperatura capsulei într-un punct precizat în condiţia în care dispozitivul disipă puterea P_{tot} şi se află la echilibru termic.

$$R_{th\,j-c} = \frac{T_{vj} - T_c}{P_{tot}}. \tag{4.28}$$

Condiţia de echilibru termic este îndeplinită atunci cînd T_{vj}, T_c şi P_{tot} nu variază în timpul funcţionării.

• $R_{th\,c-k}$ — *rezistenţa termică capsulă-radiator* sau *rezistenţa termică de contact* definită ca raportul între diferenţa de temperatură dintre capsulă

şi un punct de referinţă de pe radiatorul pe care se montează dispozitivul şi puterea totală disipată de acesta în condiţii de echilibru termic.

$$R_{th\ c-k} = \frac{T_c - T_k}{P_{tot}}. \tag{4.29}$$

• $R_{th\ k-a}$ — *rezistenţa termică radiator-ambiant* definită ca raportul între diferenţa de temperatură dintre punctul de referinţă de pe radiator şi temperatura mediului de răcire (sau ambiantă) şi puterea totală disipată de dispozitiv în condiţii de echilibru termic.

$$R_{th\ k-a} = \frac{T_k - T_a}{P_{tot}} \tag{4.30}$$

Evident, *rezistenţa termică joncţiune-ambiant* este dată de *suma* rezistenţelor termice definită de relaţiile (4.28), (4.29) şi (4.30).

$$R_{th\ j-a} = R_{th\ j-c} + R_{th\ c-k} + R_{th\ k-a} \tag{4.31}$$

Pentru calculul temperaturilor în cazul unor regimuri de funcţionare de scurtă durată (care nu permit atingerea echilibrului termic) sau în regim de funcţionare intermitentă trebuie ţinut cont de efectul capacităţilor termice echivalente.

Pentru caracterizarea **regimului de funcţionare de scurtă durată sau intermitent** se folosesc următoarele mărimi :

• $Z_{th\ j-c}(t)$ — *impedanţa termică tranzitorie joncţiune-capsulă* definită ca variaţia temperaturii joncţiunii după un interval de timp t de la aplicarea unui impuls de putere în formă de treaptă, raportată puterea acestui impuls :

$$Z_{th\ j-c}(t) = \frac{T_{vj}(t) - T_{vj}(0)}{P_{tot}}. \tag{4.32}$$

Impedanţa termică tranzitorie se dă sub forma unei curbe avînd forma tipică dată în figura 4.32.

• $Z_{thc-a}(t)$ — *impedanţa termică tranzitorie capsulă-ambiant* definit ca variaţia temperaturii de referinţă a capsulei după un interval de timp de la aplicarea unui impuls de putere în formă de treaptă, raportată la valoarea impulsului de putere care determină această variaţie :

$$Z_{th\ c-a}(t) = \frac{T_c(t) - T_c(0)}{P_{tot}}. \tag{4.33}$$

Valoarea *impedanţei termice radiator-ambiant* depinde de modul de răcire folosit :

○ pentru *convecţie naturală* $Z_{th\ k-a}$ este dependentă în primul rînd de puterea totală disipată de dispozitiv. În figura 4.33 este reprezentată variaţia tipică a impedanţei termice $Z_{th\ k-a}$ în funcţie de încărcarea în putere a dispozitivului P_{tot}.

○ pentru *convecţie forţată* $Z_{th\ k-a}$ este dependentă în mod esenţial de parametrii mediului de răcire — viteza v_a sau debitul de volum al aeru-

lui V_a, căderea de presiune în lungul radiatorului Δp. În figura 4.34 este reprezentată variația tipică a impedanței termice $Z_{th\,k-a}$ în funcție de debitul de aer.

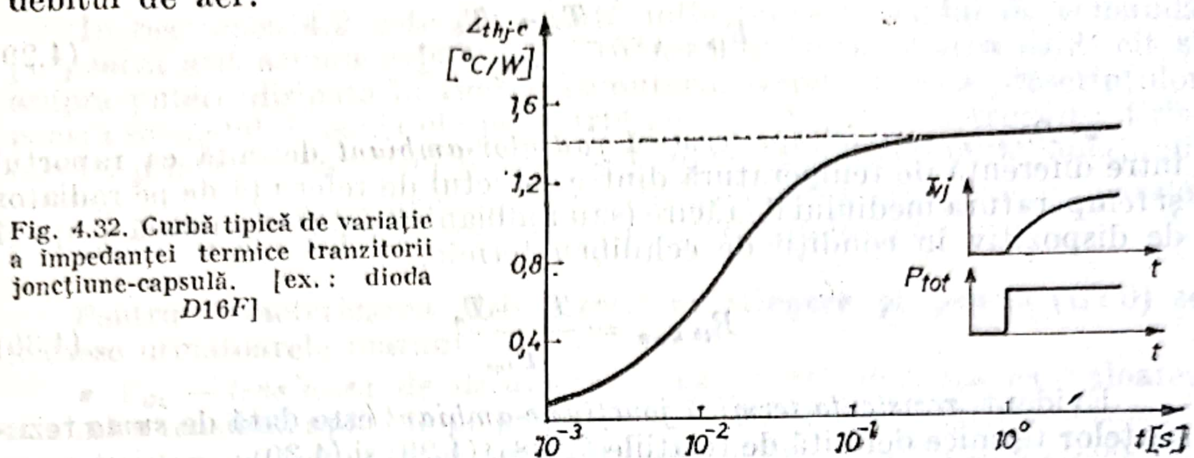


Fig. 4.32. Curbă tipică de variație a impedanței termice tranzitorii joncțiune-capsulă. [ex.: dioda D16F]

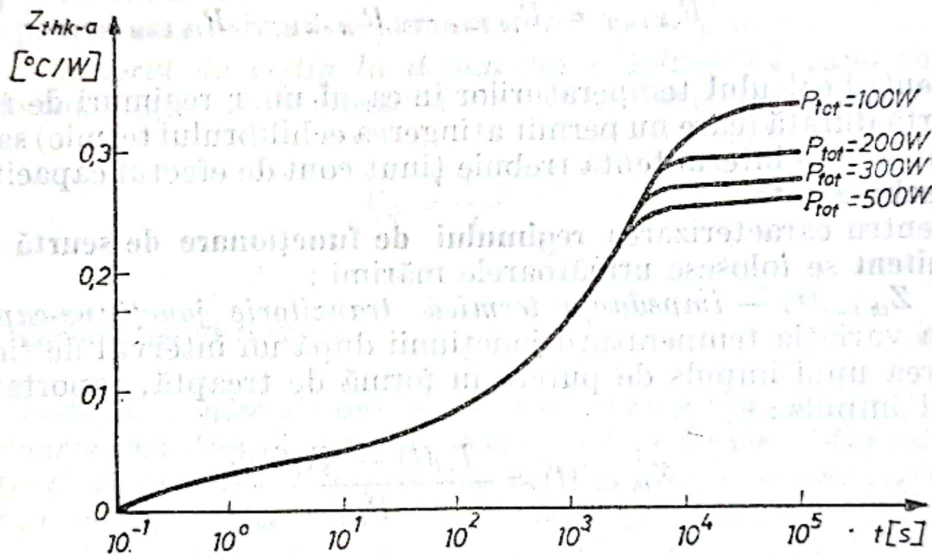


Fig. 4.33. Dependența impedanței termice radiator-ambiant de puterea disipată (în regim de convecție naturală). (Ex.: ansamblu de răcire tip KX 180—30)

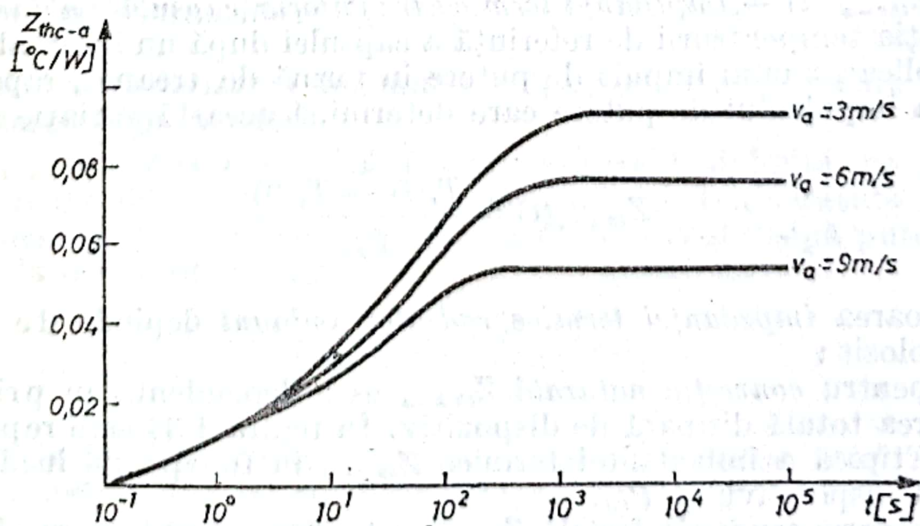


Fig. 4.34. Dependența impedanței termice radiator ambiant de debitul de aer (convecție forțată. (Ex.: ansamblul de răcire tip KX 180—30)

În figura 4.35 este reprezentată variația tipică a căderii de presiune a aerului în funcție de debitul de aer.

În cazul radiatoarelor răcite cu apă alura curbelor caracteristice este similară cu aceea pentru radiatoarele răcite forțat cu aer. Radiatoarele răcite cu apă asigură însă, în condiții de gabarit extrem de avantajoase, impedanțe și rezistențe termice cu aproximativ un ordin de mărime mai mici, decît în cazul radiatoarelor răcite cu aer.

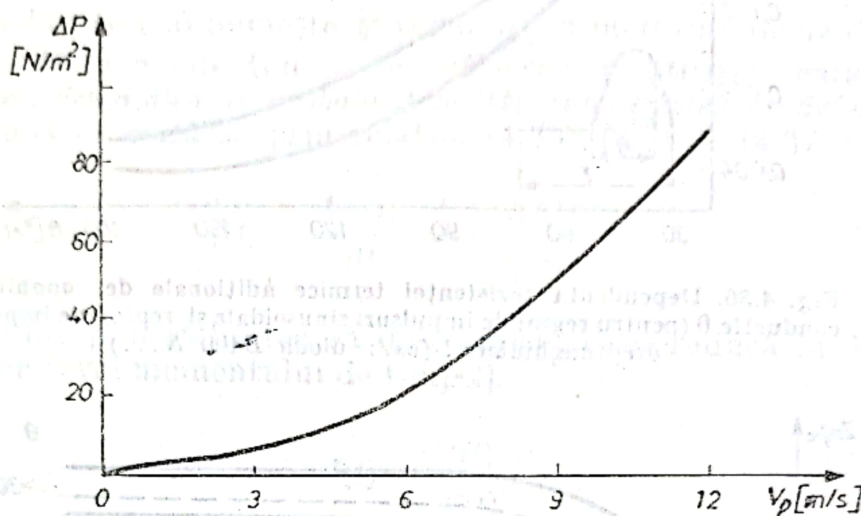


Fig. 4.35. Variația tipică a căderii de presiune a fluxului de aer de răcire în funcție de debitul aerului (convecție forțată. (ex.: ansamblul de răcire $R150-E50$)

În cazul diodelor redresoare și al tiristoarelor normale și rapide, în afară de curba de impedanță termică tranzitorie $Z_{thj-c}(t)$ se definește o rezistență termică adițională.

• Δr — *rezistență termică adițională* este definită ca o rezistență termică suplimentară fictivă ce trebuie adăugată rezistenței termice R_{thj-c} sau impedanței termice tranzitorii Z_{thj-c} pentru a reflecta influența unghiului de conducție. În mod uzual Δr este dată în documentele normative sau cataloage fie sub forma unei curbe de variație în funcție de unghiul de conducție (vezi figura 4.36) fie direct înglobată sub forma unei familii de curbe în curba $Z_{thj-c}(t)$ (vezi figura 4.37)

În unele cazuri, impedanța termică tranzitorie Z_{thj-c} poate fi dată printr-o relație de aproximare analitică de forma

$$Z_{thj-c}(t) = \sum_{i=1}^{n} R_{thi}(1 - e^{-t/\tau_i}). \tag{4.34}$$

În aceste cazuri, în documentele normative sau în foile de catalog se precizează valorile R_{thi} și τ_i pentru dispozitivul respectiv.

Pentru dispozitivele semiconductoare de mare putere montate pe radiatoare, pentru care răcirea este asigurată prin ventilație forțată sau cu lichid, în documentele normative sînt făcute precizări asupra tipului de radiator ce trebuie utilizat, asupra condițiilor de montare pe radiator precum și informații cu privire la debitele de fluid etc.

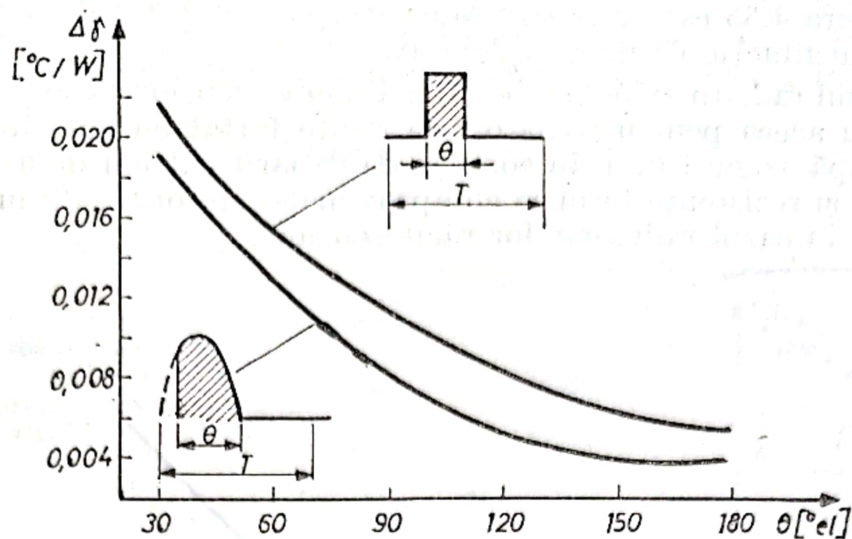


Fig. 4.36. Dependența rezistenței termice adiționale de unghiul de conducție θ (pentru regim de impulsuri sinusoidale și regim de impulsuri dreptunghiulare . (ex.: dioda $D400\ N\ldots$)

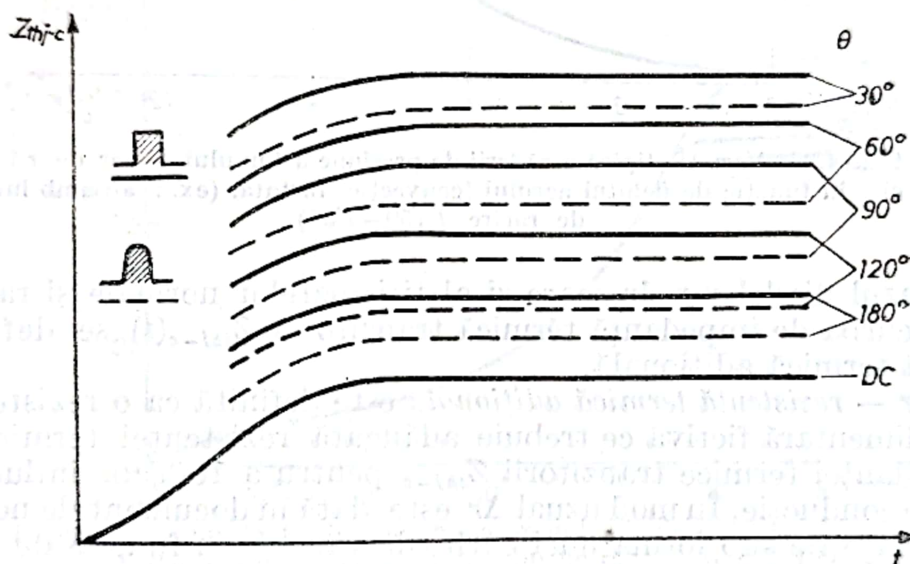


Fig. 4.37. Impedanța termică tranzitorie și impedanța termică în regim de impulsuri sinusoidale sau trapezoidale.

4.4. Caracteristici de fiabilitate

4.4.1. Caracteristici generale de fiabilitate

Calitatea reprezintă suma însușirilor unui produs care îi permit să-și îndeplinească funcția pentru care a fost creat și este percepută sub două aspecte :

— *conformitatea* cu specificația tehnică (performanțe inițiale) și

— *fiabilitatea*, care exprimă modul în care performanțele inițiale se păstrează în timp.

Fiabilitatea se definește ca probabilitate de bună funcționare la momentul t și se notează $R(t)$ (*Reliability—fiabilitate*). Probabilitatea de bună funcționare $R(t)$ și probabilitatea de defectare pînă la momentul t, $F(t)$ (*Failure — defectare*) sînt, evident, în relația :

$$R(t) + F(t) = 1.$$

Funcția $F(t)$ se mai numește și repartiție a momentelor de defectare.

Pornind de la aceste funcții se definesc următoarele caracteristici de fiabilitate : *densitatea de probabilitate* $f(t)$, *intensitatea de defectare* $Z(t)$ și *media duratei de viață* M, prin relațiile (4.35), (4.36) și (4.37) :

$$f(t) = \frac{dF(t)}{dt} = -\frac{dR(t)}{dt} \tag{4.35}$$

[$f(t)dt$ reprezintă probabilitatea ca defectarea să se producă în intervalul de timp dt din jurul momentului de timp t].

$$Z(t) = \frac{f(t)}{R(t)} \tag{4.36}$$

[$Z(t)dt$ exprimă probabilitatea apariției defectului în intervalul de timp dt în jurul momentului t, *știind că pînă în momentul t defectarea nu s-a produs*].

Media duratei de viață, M se definește ca moment de ordinul I al variabilei aleatoare de timp t (t — momentul defectării), avînd expresia :

$$M = \int_0^\infty t\, f(t)\, dt \tag{4.37}$$

M se poate exprima și în funcție de $R(t)$:

$$M = \int_0^\infty t\, f(t)\, dt = \int_0^\infty t\, dF\,(t) = -\int_0^\infty t\, dR\,(t) =$$

$$= -\,[tR(t)]_0^\infty + \int_0^\infty R(t)\, dt,$$

dar, observînd că paranteza este identic nulă ($\lim\limits_{t\to\infty} tR(t) = 0$, în general), rezultă :

$$M = \int_0^\infty R\,(t)\, dt. \tag{4.38}$$

Pentru componentele electronice active, deci și pentru dispozitivele semiconductoare de putere, **timpul de defectare urmează o lege exponențială sau o lege Weibull.**

Legea exponențială de distribuție a timpului de defectare stabilește că fiabilitatea, $R(t)$ variază exponențial în timp, conform relației (4.39):

$$R(t) = \exp(-\lambda t). \tag{4.39}$$

Plecînd de la această expresie, rezultă expresiile caracteristicilor de fiabilitate:

$$f(t) = \lambda \exp(-\lambda t). \tag{4.40}$$

$$Z(t) = \lambda, \text{ constantă în timp} \tag{4.41}$$

$$M = \frac{1}{\lambda} \tag{4.42}$$

Legea Weibull de distribuție a timpului de defectare are expresia (4.43):

$$R(t) = \exp\left(-\frac{t^\beta}{\alpha}\right) \tag{4.43}$$

unde α este parametrul de scală, iar β este parametrul de formă; în acest caz,

$$f(t) = \frac{\beta}{\alpha} t^{\beta-1} \exp\left(-\frac{t^\beta}{\alpha}\right) \tag{4.44}$$

$$Z(t) = \frac{\beta}{\alpha} t^{\beta-1} \tag{4.45}$$

$$M = \sqrt[\beta]{\alpha}\,\Gamma\left(1 + \frac{1}{\beta}\right) \tag{4.46}$$

Se observă că pentru $\beta = 1$ repartiția Weibull este identică cu repartiția exponențială $\left(\frac{1}{\alpha} \text{ în loc de } \lambda\right)$.

Distribuția reală a momentelor defectării este caracterizată de o rată de defectare a cărei reprezentare grafică (în funcție de timp) seamănă cu *profilul căzii de baie* (figura 4.38).

Pe figură se observă trei perioade de timp:

I — perioada defectelor de tinerețe; în această perioadă (de pînă la 1—3 săptămîni pentru dispozitivele de putere) se manifestă defectele datorate diferitelor erori de fabricație (greșeli de montaj, stabilizări incomplete, variabilitatea proceselor, variabilitatea materialelor etc.).

II — perioada de viață utilă, caracterizată de o rată de defectare constantă ; aici apar defectele accidentale, inerente tehnologiei de fabricație date ; ea se întinde pe o durată de zeci de mii ... sute de mii de ore, în funcție de tehnologie și solicitarea aplicată componentelor.

III — uzura este caracterizată de creșterea rapidă a ratei de defectare, ca urmare a acumulării de modificări minore pînă la limita acceptabilă pentru buna funcționare a dispozitivelor.

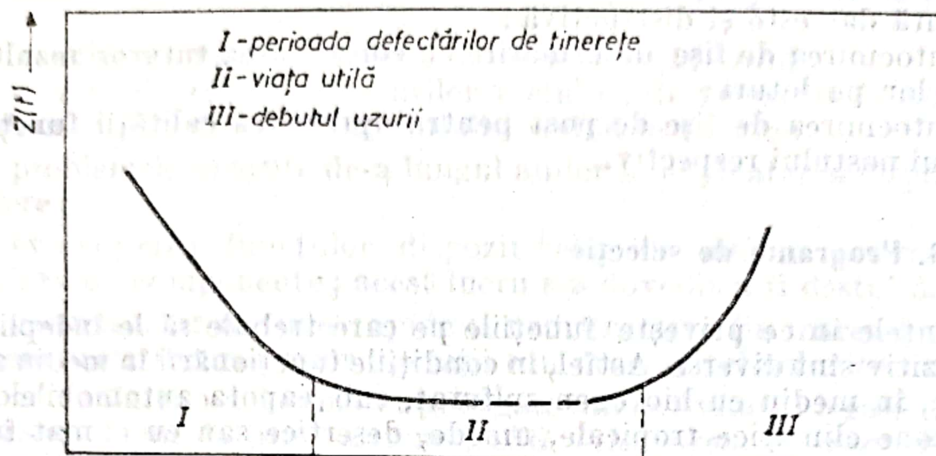


Fig. 4.38. Dependența intensității de defectare în funcție de timp

Astfel, de exemplu, în cursul vieții utile un dispozitiv cu structura contactată cu aliaj moale este supus la o serie de cicluri de temperatură inerente funcționării. Microfisurile ce apar în cursul acestor variații de temperatură în aliaj nu afectează în mod normal funcția dispozitivului. În momentul în care fisurile se unesc și lipitura structurii se fracturează dispozitivul se întrerupe și funcția sa este definitiv compromisă. Similar se petrec lucrurile și în cazul în care curentul rezidual crește ușor în timp : la un moment dat valoarea curentului rezidual poate provoca ambalarea termică a dispozitivului încheiată cu scoaterea din funcție a acestuia.

4.4.2. Proiectarea și asigurarea fiabilității

Calitatea diodelor și tiristoarelor cu siliciu se realizează în toate fazele conceperii și existenței acestora, de la proiect pînă la utilizare. Asigurarea calității dispozitivelor, deci și a fiabilității lor se face începînd de la analizarea proiectului, studiul și alegerea furnizorilor, continuă cu controlul de recepție al materialelor și părților componente, controlul proceselor, testarea și sortarea finală, încercările de verificare a calității (cu alegerea unor metode de verificare eficiente) și se termină cu recomandările deutilizare și utilizarea propriu-zisă.

Piesele fabricate aparțin uneia din cele trei grupe definite în continuare :

a) piese cu *calitate ireproșabilă* ;

b) piese cu *calitate slabă, potențial defectabile a căror apariție are caracter întîmplător* ;

c) piese cu *calitate slabă, potențial defectabile datorate abaterilor de calitate ale materialelor, operațiilor sau proceselor.*

În general procentul de piese din categoria a doua este foarte redus și este inerent pentru tehnologia folosită. Extrem de supărătoare sînt defectele din categoria a treia care apar în procente semnificative, ca urmare a unor accidente tehnologice nerezolvate la timp.

Asigurarea calităţii acţionează în special pentru minimizarea acestui procent de defecte (categoria *c*) prin mijloace diverse ca, de exemplu :

— controlul integral al materiilor şi materialelor la recepţie ;

— controale integrale în punctele critice din fluxul de fabricaţie : aspect dispozitive montate neîncapsulate, controale electrice finale etc.

— controale prin prelevare la procesele cu cadenţă mare şi risc mare de dereglare ;

— controale prin prelevare în cazul în care verificarea este foarte importantă dar este şi distructivă ;

— întocmirea de fişe de urmărire cu conservarea tuturor rezultatelor controalelor pe loturi ;

— întocmirea de fişe de post pentru aprecierea calităţii funcţionării procesului postului respectiv.

4.4.3. Programe de selecţie

Cerinţele în ce priveşte funcţiile pe care trebuie să le îndeplinească un dispozitiv sînt diverse. Astfel, în condiţiile funcţionării în mediu agresiv (pe nave, în mediu cu hidrogen sulfurat, sub capota automobilelor etc.) sau în zone climatice tropicale, umede, deşertice sau cu climat friguros este nevoie ca dispozitivele să reziste şi să fie protejate la acţiunea factorilor respectivi. Rezultă că funcţia de rezistenţă la factorii climatici trebuie amplificată.

Pentru aplicaţii speciale sau cu posibilitate de reparare redusă este nevoie ca dispozitivele să aibă *fiabilitate îmbunătăţită*.

În aplicaţiile industriale cu multe repere folosite şi serie mare, flux îndelungat, termene critice şi importanţă economică sau socială mare este nevoie de dispozitive care să întrunească, pe lîngă funcţiile nominale, următoarele cerinţe :

— să nu se defecteze în timpul montajului industrial ;

— să se monteze cu uşurinţă (lipire, înşurubare etc.) ;

— să nu se defecteze la punerea sub sarcină sau la regimurile tranzitorii ;

— să prezinte o rată de defectare redusă, în primele sute de ore de funcţionare ;

— cerinţele de mai sus să fie asigurate pentru fiecare lot de livrare.

S-au enumerat în paragrafele anterioare elementele specifice cîtorva clase de aplicaţii. La aceste cerinţe s-a răspuns prin elaborarea la *IPRS-BANEASA* a unor *Programe de selecţie care au ca scop asigurarea funcţiilor specifice suplimentare plecînd de la produse realizate în tehnologia de bază.*

Programele de selecţie şi livrare se împart în două categorii :

1) Prima categorie se referă la marea majoritate a programelor existente : programul industrial, programul profesional, programul pentru aviaţie, programul naval, programul Drobeta etc.

În cadrul acestor programe de selecţie, piesele sînt supuse 100 % la un program de încercări climatice şi funcţionale, în fluxul tehnologic, dar controlul de recepţie se face numai la parametrii electrici, aspect, marcare şi dimensiuni.

2. A doua categorie se referă la noile produse industriale la care se încearcă să se răspundă la cerinţele pentru componente utilizate în industrie descrise mai înainte. De asemenea, se mută accentul de interes de la modul

de elaborare a produselor la controlul asigurării funcţiilor suplimentare, la recepţie, pe fiecare lot. În acest scop sînt introduse în standardele de ramură ale acestor componente reguli suplimentare de verificare pe fiecare lor livrat, cum ar fi :

— controlul robusteţii terminalelor ;
— verificarea sudabilităţii ;
— controlul nedistructiv al lipiturilor interne ;
— controlul nedistructiv al sertizărilor şi al comportării la suprasarcini ;
— verificarea ratei de defectare incipiente (168 ore) ;
— controlul grosimii straturilor metalice de acoperire. Această secvenţă de încercări de lot a fost stabilită avînd în vedere :
— problemele apărute de-a lungul anilor în exploatarea dispozitivelor de putere ;
— evidenţierea funcţiilor dispozitivelor de maxim interes pentru beneficiarii de componente ; acest lucru s-a dovedit a fi destul de dificil ;
— găsirea unor metode rapide şi nedistructive (în marea lor majoritate) pentru verificarea unor operaţii sau procese tehnologice critice ;
— acumularea unei experienţe bogate din activitatea legată de exportul de componente la firme străine (*AEG Telefunken*, *International Rectifier*, *Control Data*, *Tesla*, *Philips*, *Mayekawa etc.*)

Prin elaborarea standardelor de ramură de componente industriale se realizează un cadru clar de livrare a unor dispozitive cu calitate certificată, la fiecare livrare, prin încercările de recepţie. Este cert că prin folosirea componentelor de uz industrial calitatea echipamentelor şi a fabricaţiei echipamentelor se va îmbunătăţi substanţial.

4.5. Mecanisme de defectare

Procesele de defectare reprezintă ansambluri coerente de informaţii referitoare la întregul lanţ de evenimente ce conduc la defectarea dispozitivelor de putere : cauze, modificări fizice, chimice, metalurgice sau mecanice şi efectele lor.

Prin *mecanism de defectare* vom înţelege o denumire generică care reţine în esenţă cauza principală şi/sau un fragment mai important din procesul de defectare şi/sau caracterizarea succintă a efectului major asupra performanţelor diodelor şi tiristoarelor de putere. Acest lucru este ilustrat de următoarele exemple de titluri de mecanisme de defectare :

- Defectarea la radiaţii — indică numai cauza defectării ;
- Oboseala termică — indică un fragment din procesul de defectare ;
- Coroziunea capsulei — indică procesul, dar şi rezultatul său.

Tratarea riguroasă a proceselor de defectare necesită un spaţiu mult mai larg decît cel pe care şi-l propune această carte. De aceea, sub titlul „Mecanisme de defectare" se abordează problema proceselor de defectare prezentate strict în esenţa lor, *completîndu-se astfel imaginea sistemului de valori limită absolută cu evenimentele ce se produc la depăşirea acestora.* Dintre mecanismele de defectare sînt descrise cele care produc marea majoritate a defectelor din aplicaţiile industriale — cum ar fi, de exemplu, degradarea pasivării — dar sînt prezentate concis şi unele mecanisme mai

puţin comentate în literatura de specialitate, cum ar fi, de exemplu, degradarea la radiaţii.

Materialul prezentat în această secţiune interesează proiectanţii de echipamente, pentru cunoaşterea mai profundă a performanţelor şi limitărilor diodelor şi tiristoarelor de putere. De asemenea, materialul este de interes şi pentru specialiştii din exploatarea echipamentelor, în sensul interpretării corecte a unor căderi de dispozitive şi stabilirii unor măsuri corective eficiente. Se oferă în acest mod beneficiarilor diodelor şi tiristoarelor de putere elementele strict necesare unui dialog competent cu oricare furnizor.

Mecanismele de defectare comune diodelor şi tiristoarelor sînt tratate ca atare în primele paragrafe, iar în continuare sînt abordate mecanismele de defectare specifice.

4.5.1. Defectarea la suprasarcini de curent în conducţie în direct

Diodele şi tiristoarele de putere pot fi degradate sau distruse de suprasarcinile de curent în conducţie în direct. Caracterul şi amploarea degradării depind de valoarea şi durata impulsurilor de curent aplicate.

Depăşirea I_{FSM}, I_{TSM}. Injectarea în dispozitiv a unui curent de conducţie în direct, cu valoarea mai mare decît I_{FSM}, respectiv I_{TSM}, pe o durată de una sau mai multe perioade (50 Hz), cu sau fără aplicarea ulterioară a tensiunii de blocare V_{RRM}, generează următoarele evenimente:

— temperatura medie în structura din siliciu atinge valori de 250 . . . 600°C; temperatura locală în punctele fierbinţi poate atinge valori de 1500°C, ceea ce determină topirea siliciului;

— la dispozitivele de mică şi medie putere, aliajele moi folosite la lipirea structurilor pe ambază (PbSn, PbAgIn) se topesc; se produce împroşcarea aliajului topit din zona lipiturii pe pereţii interiori ai capsulei; la capsulele fără cavităţi aliajul este ejectat în exterior;

— la diodele şi tiristoarele de mare putere, realizate prin suduri tari ale structurilor din siliciu pe repartitori din molibden apare supraîncălzirea şi aglomerarea curentului, ceea ce determină o reacţie în lanţ pozitivă încheiată cu topirea locală a siliciului;

— temperatura şi gradientul mare de temperatură provoacă fisurarea structurii şi degradarea sistemului de pasivare;

— în unele cazuri mai rare poate apare chiar pulverizarea conexiunii interne, ca efect al unei suprasarcini deosebit de intense.

Ca urmare a efectelor descrise mai sus, *funcţia de blocare a diodelor şi tiristoarelor de putere poate fi anulată sau alterată definitiv. Efectele aplicării acestui tip de suprasarcină sînt cumulative. Chiar dacă dispozitivul „scapă" la prima aplicare a suprasarcinii, rezistenţa lui la diverse solicitări (oboseală termică, cicluri de temperatură, temperaturi externe, andurandă, suprasarcini de putere) este în continuare mult micşorată.*

Depăşirea $I_{F(OV)M}$, $I_{T(OV)M}$. *Dacă impulsurile de curent de conducţie în direct nu sînt urmate de reaplicarea tensiunii de blocare V_{RRM}, se produce o degradare treptată* cauzată de următoarele evenimente:

— temperatura medie dezvoltată în structura din siliciu este de 220 . . . 400°C;

— nu apare topirea aliajului de lipire a structurii pe ambază, dar pot apare microfisuri în aliaj;

— materialele de pasivare se pot deteriora, înrăutățind performanțele de blocare;

Efectele aplicării repetate a impulsurilor de curent de conducție în direct cu valoarea mai mare decît $I_{F(OV)M}$ sînt cumulative și provoacă deteriorarea progresivă a performanțelor dispozitivelor.

Trebuie subliniat faptul că în urma aplicării acestei suprasarcini dispozitivul își pierde temporar atît capacitatea de blocare în tensiune (diodă, tiristor) cît și capacitatea de a răspunde la comanda pe poartă (tiristor), pînă la scăderea temperaturii elementului semiconductor sub aproximativ 220°C la diode și aproximativ 150°C la tiristoare.

Dacă suprasarcina de curent este urmată de aplicarea tensiunii de blocare V_{RRM}, procesul de degradare treptată este înlocuit de degradarea bruscă și totală a dispozitivelor, ca urmare a preluării unei energii suplimentare în timpul aplicării tensiunii inverse.

Depășirea $I_{F(OV)}$, $I_{T(OV)}$. Diodele și tiristoarele de putere trebuie să suporte aplicarea unor suprasarcini de curent de conducție în direct mai mari decît $I_{F(OV)}$, $I_{T(OV)}$, dar mai mici decît $I_{F(OV)M}$, $I_{T(OV)M}$, chiar în condițiile aplicării unor tensiuni inverse de pînă la 0,8 V_{RRM}. Acest lucru este valabil dacă se respectă indicațiile date în foaia de catalog în ceea ce privește valoarea, durata trenului de impulsuri și condițiile de evacuare a căldurii.

4.5.2. Defectarea la suprasarcini de tensiune și suprasarcini de putere în străpungere

Defectarea în exploatare a multor diode și tiristoare de putere este datorată aplicării la borne a unor tensiuni cu valoarea mai mare decît cea admisă. Defectarea se poate produce în două moduri:

— prin străpungerea izolatorilor sau conturnare;

— prin defectarea structurii din siliciu la aplicarea unei puteri excesive în regim de străpungere.

Străpungerea izolatorilor sau conturnarea. Străpungerea izolatorilor poate apare la punțile monofazate cu capsulă metalică izolată de puntea propriu-zisă, la module compacte și la diverse module de putere unde partea de forță este izolată de sistemul de comandă sau susținere. Fenomenul de străpungere este favorizat de prezența umezelii. În general, străpungerea izolatorilor creează o cale de curent parazită, de mică rezistență.

Un caz aparte îl constituie străpungerea izolatorilor din sticlă existenți la capsulele de tipul *DO13*, *DO4*, *DO5*, *RSA*, *KS-S*. Astfel, după 2000... 3000 ore de funcționare în condiții grele (umiditate, praf), pe sticla de izolare se formează canale conductoare (vezi figura 4.39) care micșorează distanța de conturnare.

Apar astfel străpungeri violente, cu dislocare de material, ce compromit definitiv funcționarea dispozitivului. De multe ori fenomenul este anunțat de descărcări fine pe suprafața sticlei, intermitente (observabile la întuneric).

Defectarea structurii din siliciu la aplicarea unei puteri excesive în regim de străpungere. Dacă o joncțiune *pn* este adusă în regim de străpungere cu o energie suficient de mare, ea se defectează ireversibil și total (vezi figura 4.40).

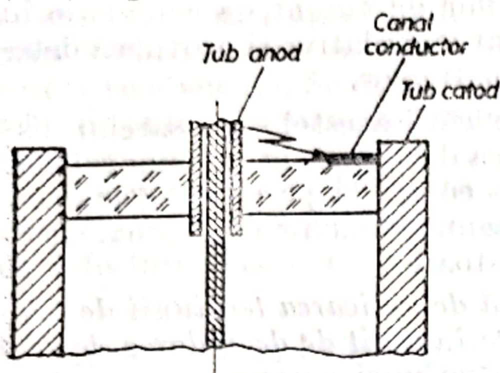


Fig. 4.39. Defectarea prin conturnare datorată unor canale conductoare parazite, la capsula *DO*-13.

Modelul defectării [5] ține seama de următoarele fapte:

— peste o anumită densitate de curent J_D, caracteristica $I_R - V_R$ a unei diode polarizate în străpungere prezintă o zonă cu rezistență dinamică negativă;

— există neuniformități inerente ale rezistivității siliciului, în planul structurii;

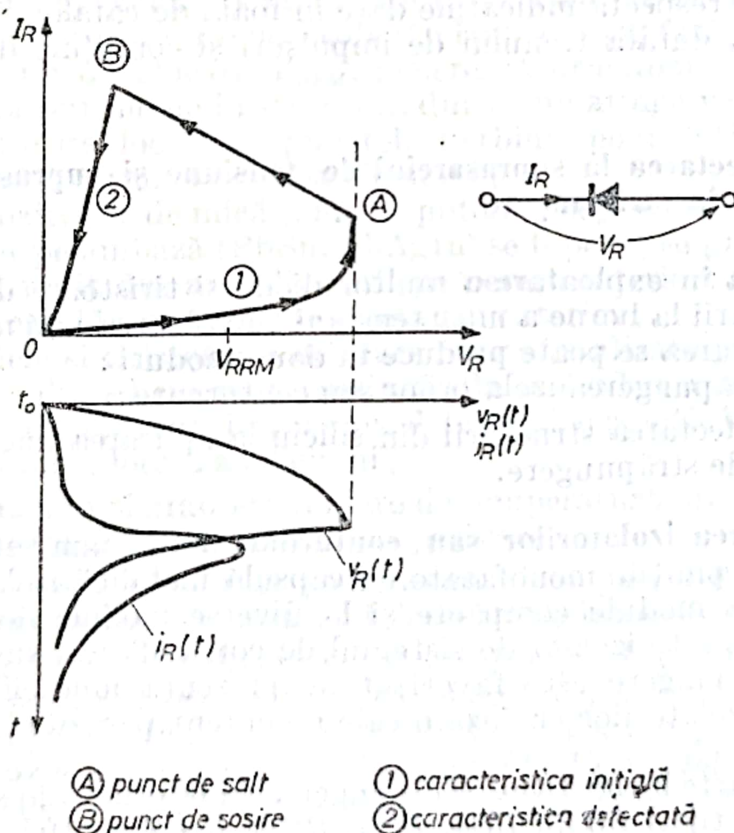


Fig. 4.40. Defectarea caracteristicii unei joncțiuni *pn* la aplicarea unei puteri excesive în regim de străpungere.

În aceste condiții secvențele corespunzătoare defectării unei structuri din siliciu la aplicarea unei puteri excesive în regim de străpungere sînt următoarele:

— la bornele diodei apare un puls de tensiune mai mare decît V_{RSM} care duce la străpungerea electrică a joncțiunii *pn*;

— pe o zonă de arie mică cu rezistivitatea cea mai mică, densitatea de curent depășește limita J_D; caracteristica I_R–V_R a diodei asociate acestei mici zone intră în regiunea cu rezistență dinamică negativă; drept consecință curentul se va aglomera către această zonă;

— localizarea curentului pe o arie foarte mică provoacă încălzirea puternică a acestei zone; după un timp scurt, de cîteva zeci de microsecunde se produce topirea locală a siliciului, însoțită de căderea tensiunii de străpungere aproape la zero;

— zona de topire se poate extinde, însoțită de înrăutățirea condițiilor de contactare și răcire pînă în momentul în care se realizează echilibrul între puterea absorbită și cea evacuată de diodă sau pînă cînd cauza externă a fenomenelor dispare.

4.5.3. Defectarea la temperaturi excesive. Ambalarea termică

Defectarea la temperaturi excesive. Temperatura constituie factorul esențial pentru majoritatea proceselor de degradare, la toate elementele dispozitivelor de putere: structura din siliciu, elemente de contactare, capsulă.

Structura din siliciu se poate fisura dacă este supusă la temperaturi de peste 175°C sau sub −55°C. Metalizarea structurii din siliciu își modifică proprietățile de conducție și aderență ca urmare a accelerării reacțiilor chimice la temperaturi înalte. În interfața metalizare-siliciu pot apare fisuri cu tendință de propagare în volumul structurii din siliciu. Materialele organice de pasivare se depolimerizează la temperaturi de peste 175°C după cîteva sute ... mii de ore.

Sistemul de contactare prin lipire cu aliaj moale (PbSn, PbAgIn) realizează adaptarea dilatărilor diferite ale structurii din siliciu și ambazei din cupru. Cu cît excursia de temperatură pe care o suportă lipitura este mai mare, cu atît va fi mai mare deformarea plastică a aliajului. Energia transferată aliajului prin intermediul deformărilor plastice generează fisuri în masa aliajului. Acestea înrăutățesc atît rezistența termică cît și rezistența electrică introduse de aliaj.

La dispozitivele cu contacte presate dilatările diferite ale elementelor în contact conduc la alunecări relative ale suprafețelor. Efectul frecărilor ce apar în acest mod este minimizat prin alegerea judicioasă a perechilor de materiale în contact. Se obține astfel o comportare superioară a acestui tip de contactare față de contactarea prin lipire, la solicitările introduse de temperaturile extreme.

Capsulele metal-ceramică sau metal-sticlă se pot fisura la nivelul sudurilor între perechile de materiale, unde se concentrează maximul efortului de natură termică. Rigiditatea dielectrică a izolatorilor din ceramică sau sticlă scade la temperaturi înalte. Rezistența de izolație a acestor capsule poate scădea la temperaturi negative, din cauza condensării umezelii reziduale pe pereții interiori ai capsulei.

Capsulele din rășini epoxidice sau siliconice, se fisurează și își pierd proprietățile de protecție la acțiunea factorilor de mediu (etanșeitatea); aceasta se poate întîmpla cînd temperatura ambiantă depășește 150°C sau scade sub −40°C.

Acoperirile metalice de protecție se oxidează sau își pierd aderența la temperaturi de peste aproximativ 175°C. Chiar la temperaturi relativ joase, de ordinul a 125 ... 150°C, staniul sau argintul depus electrochimic

17 — c. 228

pe terminalele din cupru se dizolvă în cupru (după cîteva sute ... mii de ore), ceea ce compromite sudabilitatea acestor terminale.

Printre cauzele frecvente generatoare de temperaturi excesive menţionăm:

— supraîncărcarea în putere a dispozitivelor;
— evacuarea necorespunzătoare a căldurii disipate de dispozitive;
— omiterea din bilanţul puterii disipate de dispozitive a puterilor disipate la comutaţie, în blocare sau la comanda pe poartă la tiristoare;
— temperatura ambiantă excesivă;
— suprasarcini de curent, tensiune, putere;
— aprecierea eronată a momentului realizării echilibrului termic şi extrapolarea situaţiei observate pentru regimul permanent. Astfel, de exemplu, *măsurarea temperaturii radiatorului KX 180—1 după un minut de la punerea în funcţiune dă o supratemperatură de aproximativ 6 ori mai mică decît cea care ar fi măsurată la stabilirea regimului de echilibru termic staţionar real.*

Ambalarea termică

Funcţionarea diodelor şi tiristoarelor de putere la o temperatură cuprinsă în intervalul permis specificat este absolut obligatorie, din motivele expuse în paragraful precedent. Această temperatură rezultă din echilibrul între puterea disipată, P_D şi puterea evacuată P_E, ilustrat de relaţiile (4.47), (4.48), (4.49):

$$P_D = P_{FAV} + P_{RAV} + P_{RQAV} \tag{4.47}$$

$$P_E = \frac{T_j - T_{REF}}{R_{thj-REF}} \tag{4.48}$$

$$P_D = P_E \tag{4.49}$$

În relaţiile (4.47), (4.48), (4.49), P_{FAV} este puterea medie disipată în conducţie, P_{RAV} este puterea medie disipată în blocare, iar P_{RQAV} — puterea medie pierdută la comutaţia în invers.

Termenul cu sensibilitatea cea mai pronunţată la temperatură este P_{RAV} — vezi relaţia (4.50):

$$P_{RAV} = P_{RO} \exp\left[A\left(\frac{1}{T_{REF}} - \frac{1}{T_j}\right)\right], \quad T \text{ în } ^\circ\text{K} \tag{4.50}$$

unde P_{RO} este puterea disipată în blocare, dacă $T_j = T_{REF}$, iar A exprimă legea de variaţie a puterii disipate în blocare (mai precis, a curentului rezidual în blocare). Pentru joncţiuni mesa din siliciu, valoarea lui A este aproximativ -8300°K [7].

Dacă se neglijează P_{RQAV} relaţiile (4.47, 4.48, 4.49), capătă forma

$$P_{FAV} + P_{RO} \exp\left[A\left(\frac{1}{T_{REF}} - \frac{1}{T_j}\right)\right] = \frac{T_j - T_{REF}}{R_{thj-REF}} \tag{4.51}$$

unde T_{REF} reprezintă temperatura punctului de referință, considerată dată; ea poate fi a mediului, T_a, a punctului de lipire al terminalelor suple, T_l sau a radiatorului, T_k.

Din analiza expresiei (4.51) se constată posibilitatea existenței unui proces termic regenerativ, cunoscut sub denumirea de ambalare termică. Astfel dacă $R_{thj-REF}$ este constantă, o creștere mică a lui T_j determină creșterea exponențială a puterii disipate; aceasta conduce, la rîndul său la o nouă creștere de temperatură a joncțiunii etc. Acest proces în avalanșă care poate duce la depășirea valorii maxime a temperaturii joncțiunii poate fi evitat dacă se impun două condiții. Prima condiție este ca pentru ecuația (4.51) să existe o soluție în T_j și această soluție să aparțină domeniului de valori permise pentru T_j, iar a doua condiție este ca

$$\frac{dP_D}{dT_j} < \frac{dP_E}{dT_j}. \tag{4.52}$$

Această relație exprimă următoarea condiție fizică: creșterea de putere disipată, datorată unei creșteri mici a lui T_j să fie mai mică decît creșterea de putere evacuată, datorată aceleiași creșteri mici a lui T_j.

Dacă exprimăm pe P_{RO} în funcție de V_{RAV} și I_{RM} și considerăm că P_{FAV} nu variază cu T_j, obținem din relația (4.52)

$$V_{RAV} I_{RM} < \frac{T_j^2}{R_{thj-REF}\, A}, \quad T_J \text{ în } ^\circ\text{K} \tag{4.53}$$

Din relația (4.53) se poate observa că rezistența termică joacă un rol important în asigurarea stabilității termice a dispozitivelor de putere. În aceeași relație, $V_{RAV}\, I_{RM}$ reprezintă puterea medie datorată pierderilor în blocare; exprimarea puterii medii în blocare în această formă este bazată pe aproximarea conservativă dată de relația (4.54)

$$P_{RAV} = \frac{1}{T}\int_0^T v_R(t)\, i_R(t)\, dt \lesssim \frac{1}{T} I_{RM}\int_0^T v_R(t)\, dt = I_{RM} V_{R(AV)} \tag{4.54}$$

Exemple

a) Fie o diodă *RA*220 care funcționează în regim de redresare la rețea. Dioda este montată pe o baretă metalică ce asigură $R_{thj-a} = 20°C/W$. Tensiunea inversă de vîrf este $V_{RM} = 200$ V. Din rezolvarea ecuației (4.51) a rezultat $T_j = 150°C$. În aceste condiții $I_{RM}(150°C) \leqslant 3mA$. Condiția de stabilitate implică realizarea inegalității

$$\frac{200}{\pi} \times 3 \times 10^{-3} < \frac{(150 + 273)^2}{20 \times 8300}$$

sau

$$0{,}191 < 1{,}078$$

deci *funcționarea*, cu toate că are loc la *limita* domeniului de temperatură (150°C), *este stabilă* și ambalarea termică nu se poate produce.

b) Fie o diodă $D10N16$ ce funcționează la $T_j = 125°C$ și $V_{RM}=1400$ V; curentul invers de vîrf este $I_{RM}(125°)=1$ mA; dioda nu este montată pe radiator ci funcționează conectată cu două fire, răcirea făcîndu-se prin convecție; în acest caz R_{thj-a} este de aproximativ 50°C/W. Condiția de stabilitate termică nu se verifică. Într-adevăr

$$\frac{1400}{\pi} \times 1 \times 10^{-3} > \frac{(125 + 273)^2}{50 \times 8300}$$

sau

$$0{,}446 > 0{,}382$$

Rezultă că dioda nu funcționează stabil și se ambalează termic.

4.5.4. Oboseala termică. Degradarea contactelor

Oboseala termică

Structurile din siliciu sînt contactate electric și termic la ambaze prin lipire cu aliaje pe bază de Pb și Sn sau prin presare. În timpul funcționării temperatura structurii și a celorlalte elemente cu care vine în contact poate varia în gama temperaturilor permise (în general −40 . . . +150°C. Din cauza valorilor diferite ale coeficienților de dilatare termică, între diversele elemente îmbinate apar eforturi mecanice de origine termică. Efectul acestor eforturi asupra lip iturii dintre structura din siliciu și elementele adiacente este cunoscut sub numele de *oboseală termică* [1].

Dacă efortul la care este supus aliajul de lipire depășește limita sa de elasticitate apar deformările plastice. Deformările plastice sînt însoțite de apariția fisurilor în aliaj care determină în cele din urmă creșterea rezistenței termice și electrice a acestuia. Procesul de degradare este cumulativ și regenerativ (creșterea rezistenței termice și electrice a lipiturii conduce la creșterea temperaturii structurii și, în consecință mărește efortul de origine termică). Procesul de degradare este mai accentuat la periferia sudurii cu aliaj, deoarece aici eforturile au valori maxime. Degradarea lipiturii structurii la ambază se manifestă prin creșterea ușoară a tensiunii de conducție, V_F (cu 10 . . 100 mV după 3000 . . .6000 cicluri cu $\Delta T_j = 100°C$) și prin creșterea marcată a rezistenței termice joncțiune-capsulă, R_{thj-c} (crește cu 50 . . .100 % față de valoarea inițială, după 3000 . . .6000 cicluri cu $\Delta T_j = 100°C$).

Încercările sistematice avînd ca obiect verificarea rezistenței lipiturilor cu aliaj moale la solicitarea de oboseală termică arată că, între numărul de cicluri N, excursia de temperatură ΔT a ciclurilor și diametrul D al structurilor (al ariei lipiturii) există relația [3]

$$ND^2(\Delta T)^2 = C \tag{4.55}$$

unde C este o constantă.

Valoarea constantei C din relația de mai sus este determinată de perechea de materiale aliaj/metalizarea pastilei de siliciu și de caracteristicile geometrice ale lipiturii (grosime, formă) precum și de structura sa (pori, conținut de impurități etc.).

Dispozitivele semiconductoare de putere realizate la *IPRS-BĂNEASA* în tehnologia cu sudură cu aliaj moale rezistă la 5000 . . .10000 cicluri

de temperatură cu $\Delta T_j = 100°C$; această performanță a fost obținută prin optimizarea soluției constructive a dispozitivelor.

Tehnologia de realizare a contactelor prin presare, utilizată pentru dispozitive de mare putere elimină problemele specifice introduse de fenomenul de oboseală termică. În această situație dispozitivele nu prezintă deteriorări sensibile nici după 100 000 cicluri cu $\Delta T_j = 100°C$.

Degradarea contactelor

Legătura electrică între structura din siliciu și bornele exterioare ale dispozitivului se face prin intermediul unor elemente auxiliare, cum ar fi:

— conexiune internă din cupru, lipită pe structură și sertizată la borna externă;

— fir din aluminiu sudat la structură și la borna externă;

— cosă, lipită la structură;

— tresă, sertizată la borna externă, cu cap presat pe structură;

— piesă de cupru presată pe structură.

În anumite situații rezistența electrică a traseului realizat de aceste elemente auxiliare crește sau se transformă în circuit deschis, cu consecințe ușor de apreciat. Manifestarea externă a acestui fenomen o constituie *creșterea tensiunii de conducție în direct și/sau apariția instabilității caracteristicii de conducție în direct.*

Cauzele apariției acestui tip de defecte se datorează:

— producătorului de dispozitive și sînt generate de reglaje incorecte ale proceselor sau greșeli de operator; ele sînt eliminate prin controlul proceselor și controlul interfazic al componentelor precum și la sortarea finală executată pe fiecare componentă;

— beneficiarului, în urma folosirii incorecte a dispozitivului: solicitări mecanice nepermise, încălziri peste limitele stipulate, depășirea valorilor curenților I_{FRMSM}, $I_{F(OV)M}$, sau I_{FSM}, respectiv I_{TRMSM}, $I_{T(OV)M}$, I_{TSM}.

Frecvența acestui defect în exploatare este destul de redusă, însă depistarea sa este dificilă, în condițiile în care nu poate fi vizualizată caracteristica de conducție a dispozitivului bănuit a fi defect.

4.5.5. Degradarea pasivării

Degradarea pasivării constituie una din cele mai frecvente cauze de defectare ale dispozitivelor semiconductoare de putere. Ea se manifestă prin creșterea curentului rezidual al structurii.

Mecanismele de defectare a pasivării sînt specifice pentru fiecare tehnologie de pasivare: prin acoperire *cu materiale organice* (polimeri siliconici sau silastene) sau prin acoperire cu *materiale anorganice* (bioxid de siliciu și/sau sticlă de pasivare).

Degradarea pasivării organice

Pasivarea cu materiale organice constă în depunerea unui strat de silastenă peste suprafața laterală corodată chimic a pastilei din siliciu. În realitate siliciul se acoperă practic instantaneu cu o peliculă de oxid „nativ" (imediat după corodare), crescut la temperatura camerei, așa încît pasivarea este realizată de cele două straturi succesive: de oxid și de silastenă. Se reține faptul că oxidul nativ este neuniform atît ca grosime

(8...30 Å), cît și compoziție (procent de oxigen legat chimic, conț inut de hidrogen în legături SiOH etc.).

Pierderea proprietăților de pasivare ale acestui sistem oxid nativ-silastenă conduce la apariția unor caracteristici de blocare defecte, de tipul celor din figura 4.41

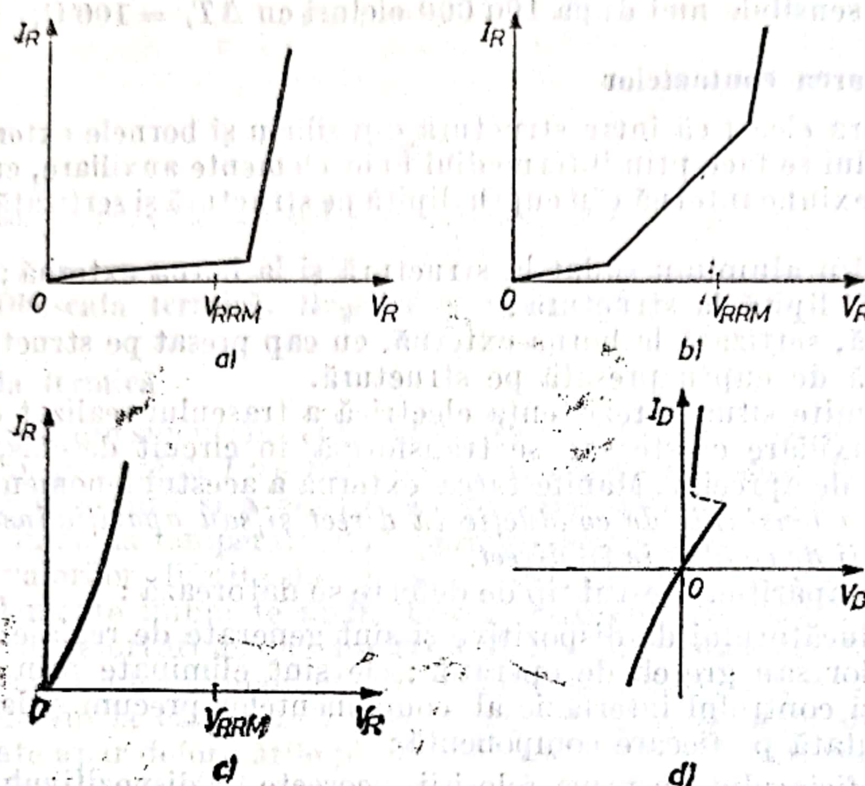


Fig. 4.41. Caracteristici de blocare: *(a)* — caracteristică bună; *(b)* defectare locală — alterare parțială a caracteristicii $I_R - V_R$; *(c)* defectare generalizată — defectare catastrofală a caracteristicii $I_R - V_R$; *(d)* defectarea generalizată la tiristoare.

Unul din mecanismele de defectare ale sistemului de pasivare cu oxid și silastenă este *captarea de electroni sau goluri* în capcanele aflate la interfața oxid nativ-siliciu. În acest fel se realizează un strat de sarcină negativă sau pozitivă, care intensifică cîmpul electric la suprafața siliciului. În aceste zone se produce străpungerea electrică nedorită, la o tensiune inversă mult mai mică decît tensiunea pe care o poate bloca volumul semiconductorului. Defectarea în exploatare a dispozitivelor, datorată mecanismului descris prezintă următoarele caracteristici:

— este slab influențată de tensiunea inversă aplicată în timpul funcționării;

— depinde puțin de temperatura de funcționare;

— este, parțial, reversibilă;

— este proporțională cu aria laterală a pastilei de siliciu și cu tensiunea de clasificare, V_{RRM};

— este puternic influențată de numărul de capcane existente la interfața oxid nativ-siliciu; acest număr depinde de condițiile concrete de realizare tehnologică a pasivării.

Un alt mecanism de defectare îl constituie *descompunerea polimerului organic*, după un timp îndelungat de funcționare la temperaturi excesiv

de mari. În aceste condiţii caracteristica de blocare a dispozitivului devine instabilă şi tensiunea pe care o poate bloca dispozitivul scade puternic.

Degradarea pasivării anorganice

Pasivarea anorganică constă în depunerea unei sticle speciale de pasivare (eventual peste un strat de bioxid de siliciu crescut pe suprafaţa siliciului), în zonele laterale ale pastilei din siliciu. Acest mod de pasivare oferă în principiu o serie de avantaje, cum ar fi:

— etanşează perfect suprafaţa pasivată;
— prezintă robusteţe mecanică deosebită;
— rezistă foarte bine la temperaturi înalte scăzute.
— este inertă chimic;
— numărul stărilor de interfaţă (capcane de purtători de sarcină) este redus.

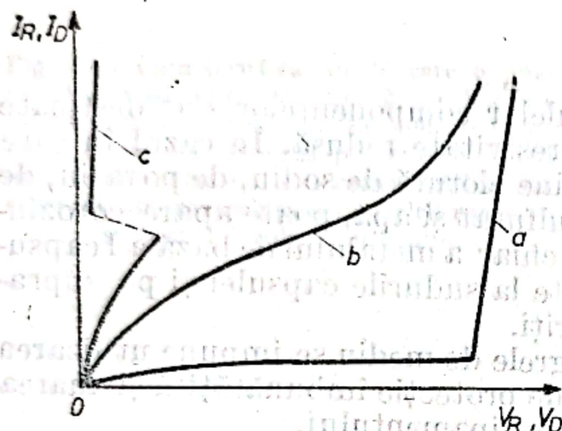


Fig. 4.42. Caracteristici de blocare la dispozitive pasivate anorganic; (*a*) caracteristică bună; (*b*) caracteristică defectă — diode; (*c*) caracteristică defectă — tiristoare.

Cu toate aceste avantaje există situaţii în care pasivarea cedează şi dispozitivele îşi pierd capacitatea de blocare. Astfel, mecanismul de defectare cel mai important este *migrarea sarcinilor ionice în sticlă şi/sau în oxid.*

Migrarea ionilor de plumb sau sodiu conduce la apariţia unor caracteristici de blocare defecte, de tipul celor din figura 4.42.

Mecanismul de defectare constă în migrarea sarcinilor şi acumularea lor în vecinătatea suprafeţei siliciului. Acest lucru conduce la intensificarea cîmpului electric local în semiconductor la apariţia unor curenţi reziduali „de canal" şi la scăderea tensiunii de străpungere.

Probabilitatea de apariţie a unui asemenea defect şi amploarea degradării caracteristicii de blocare depind de următorii factori:

— tipul sticlei de pasivare folosite; există sticle de pasivare (de exemplu sticla de zinc), care asigură o migrare ionică extrem de redusă pînă la temperaturi înalte (175°C);

— temperatura de solicitare; mobilitatea speciei ionice variază exponenţial cu inversul temperaturii (legea Arrhenius);

— tensiunea electrică aplicată dispozitivului; aceasta determină, prin cîmpul electric rezultat, ionizarea speciei mobile şi acumularea ei în vecinătatea suprafeţei siliciului; în lipsa tensiunii aplicate mecanismul de defectare descris nu acţionează;

— încălzirea componentelor la temperaturi de ordinul 100...150°C, fără aplicarea tensiunii conduce la relaxarea sarcinilor acumulate, deci la revenirea, în bună măsură a caracteristicii de blocare.

4.5.6. Pătrunderea apei

Pătrunderea apei pînă la joncţiunea din siliciu provoacă creşterea masivă şi instabilitatea curentului rezidual al dispozitivului. Defectarea

poate fi *parțială* (instabilitatea caracteristicii, curent rezidual crescut) sau *catastrofală* (scurt circuit). La încălzirea dispozitivului defectul dispare uneori, ca urmare a evaporării apei.

Dispozitivele semiconductoare sînt protejate la pătrunderea umidității prin etanșarea capsulei. Aplicarea în utilizare a unor solicitări mecanice sau termice mai mari decît cele admise poate conduce la pierderea etanșeității capsulelor.

Zonele cele mai vulnerabile la pătrunderea apei sînt îmbinările și trecerile izolate : sudurile capsulei, sudurile metal-sticlă și metal-ceramică, trecerile metal-plastic, metal-sticlă și metal-ceramică. Sînt de asemenea vulnerabile capsulele realizate prin umplere cu rășini organice.

4.5.7. Coroziunea capsulelor

Acoperirile de protecție ale capsulelor componentelor sînt destinate utilizării dispozitivelor în medii cu agresivitate redusă. În cazul în care mediul este deosebit de agresiv și conține clorură de sodiu, de potasiu, de calciu sau de magneziu sau hidrogen sulfurat și apă, poate apare coroziunea unora din metalele de acoperire sau chiar a metalului de bază a l capsulei. Zonele de atac chimic sînt localizate la sudurile capsulei și pe suprafețele cu microfisuri sau pori neacoperiți.

În cazul unor aplicații în condiții grele de mediu se impune utilizarea unor componente cu acoperire chimică de protecție îmbunătățită și luarea unor măsuri de protecție la construirea echipamentului.

4.5.8 Degradarea elementelor constitutive

În acest paragraf vor fi descrise cîteva tipuri de defecte produse de degradarea elementelor constitutive ale dispozitivelor semiconductoare de putere. Aceste defecte apar în mod neașteptat și sînt în general catastrofale.

Fisurarea sticlei de izolare a capsulelor apare în cazul în care detensionarea ce urmează sudurii sticlei nu este completă. În acest caz descărcarea tensiunii interne se produce aleator avînd drept consecință fisurarea izolatorului din sticlă. Aceasta provoacă în general dezetanșarea capsulei și căderea performanțelor de blocare ale dispozitivelor. Frecvența de apariție a acestui defect este redusă.

Fisurarea materialelor plastice folosite la umplerea capsulelor poate apare atunci cînd coeficienții de dilatare ai materialelor în contact nu sînt împerecheați, iar forma constructivă nu permite acestor materiale să se dilate liber.

Defectul se manifestă numai în condițiile unei atmosfere umede și la temperaturi excesive prin degradarea caracteristicii de blocare a dispozitivului.

Fisurarea și clivarea structurii din siliciu se produce în următoarele situații :

— planul de tăiere al structurii din siliciu diferă mult de planul cristalografic dorit ;

— siliciul conține defecte majore de creștere;
— structura din siliciu provine dintr-o plachetă puternic tensionată;
Defectarea este în general antrenată termic sau mecanic.
Defectele de acest tip sînt relativ puține, însă produc scoaterea din funcție a dispozitivelor. Se observă două tipuri de manifestare a defectelor:
— dispozitivul este scurt circuit;
— dispozitivul prezintă o caracteristică de blocare cu două ramuri, ca în figura 4.43

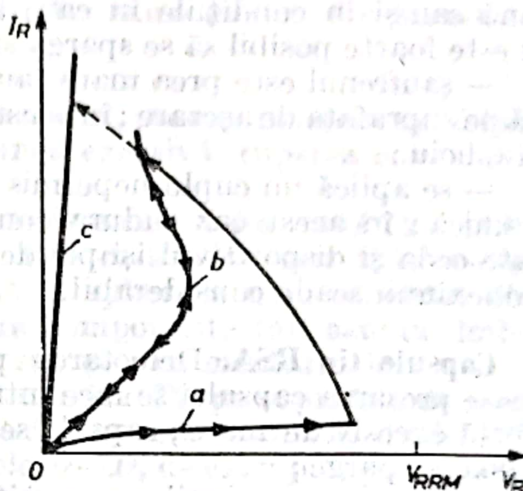


Fig. 4.43. Caracteristica de blocare a unei pastile din siliciu fisurată: *a*, *b* — cele două ramuri ale caracteristicii de blocare; ramura *b* este stabilă dacă puterea în invers nu crește excesiv; *c* — caracteristica de scurt-circuit, consecință a încălzirii excesive și topirii locale a siliciului.

Comportarea aceasta este rezultatul acțiunii capcanelor de purtători de sarcină ce apar în fisura proaspăt creată. Subliniem faptul că încărcarea în putere în invers a unui asemenea dispozitiv produce, în cele din urmă, topirea localizată a siliciului, la nivelul fisurii și transformarea în scurt circuit a dispozitivului.

4.5.9. Defectarea la solicitări mecanice

Solicitările mecanice cu care sînt confruntate dispozitivele semiconductoare din siliciu sînt de două tipuri: solicitări statice și solicitări dinamice.

Se constată că solicitările mecanice dinamice (vibrații, zdruncinături, șocuri) practic nu produc defectarea dispozitivelor de putere, dacă sînt în limitele prescrise.

Solicitările statice, care includ și solicitările suportate de piese la manipulare și montare produc, uneori, un procent supărător de defecte. Deoarece solicitările statice sînt foarte diverse (tracțiune, cuplu la șurub, torsiune, răsucire, pliere, apăsare etc.), iar numărul de capsule folosite pentru diode și tiristoare de putere la *IPRS-BĂNEASA* este mare (24 de tipuri de capsule), vor fi discutate numai tipurile de defecte mai semnificative. De asemenea, capsulele vor fi grupate după asemănarea constructivă.

Capsule de plastic F126 și capsule metal-sticlă DO13. Aceste capsule sînt prevăzute cu terminale suple. Defectarea apare la executarea unor torsiuni nepermise ale terminalelor (peste 180° la 10 mm de capsulă)

sau la plierea terminalelor direct din sudură (*DO*13) sau din încastrare (*F*126). Defectarea constă în ruperea terminalelor din zonele menționate.

Capsulele cu șurub tip DO–4, DO–5, TO–48, KS, B–22, B–27, B–42, Defectarea poate apare în următoarele situații :

— se aplică o forță de tracțiune extrem de mare asupra conexiunii sau tresei, pe o direcție diferită de axa longitudinală a dispozitivului ; în acest caz poate apare smulgerea conexiunii sau spargerea izolatorului din sticlă sau din ceramică ;

— capsula este strînsă cu un cuplu excesiv sau/și pe o suprafață neplană sau/și în condițiile în care filetul este uns cu vaselină ; în acest caz este foarte posibil să se spargă structura din siliciu ;

— șanfrenul este prea mare sau/și gaura filetată nu este perpendiculară pe suprafața de așezare ; în acest caz este posibil să se spargă structura din siliciu ;

— se aplică un cuplu nepermis la conexiunea încastrată în sticlă sau ceramică ; în acest caz sudura conexiune-sticlă sau conexiune-ceramică poate ceda și dispozitivul își pierde etanșeitatea, iar rezistența mecanică a conexiunii scade considerabil.

Capsule tip RSA. Defectarea poate apare în următoarele situații :

— presarea capsulei se face într-o gaură cu diametrul prea mic și cu o forță excesiv de mare ; capsula se poate deforma și structura din siliciu se poate sparge ;

— asupra conexiunii se exercită o forță de tracțiune sau un cuplu nepermise ce produc ruperea sudurii între conexiune și sticla de izolare ; dispozitivul se dezetanșează, iar rezistența mecanică a conexiunii scade considerabil.

Capsule RAG. Se defectează foarte greu dacă se aplică solicitări statice normale, dar se pot defecta dacă sînt supuse la forțe sau loviri ce tind să foarfece capsula sau dacă sînt strînse între suprafețe neplane.

Capsule F22. Defectarea acestei capsule se poate produce în următoarele cazuri :

— strîngere pe suprafețe de răcire neplane ; aceasta poate duce la spargerea structurii din siliciu ;

— îndoirea din încastrare, tracțiune sau cuplu excesive la conexiune ; acestea produc ruperea sudurii sticlă-conexiune, cu consecințe asupra etanșeității și robusteții terminalului respectiv.

Capsule TO–220 și SOT–32. Se defectează la aplicarea următoarelor solicitări mecanice :

— tracțiune excesivă la terminale ;

— îndoirea terminalelor din încastrare sau îndoirea terminalelor pe latura mică (nepermis) ;

— răsucirea terminalelor ;

— strîngerea capsulei pe suprafețe neplane ; aceasta poate duce la spargerea structurii din siliciu.

Capsule E–50. Dacă asupra terminalelor auxiliare se exercită eforturi nepermise de mari poate surveni ruperea acestora.

Capsule T—20, T—30, T—50. La aceste capsule întîlnim două tipuri de defecte:

— spargerea pastilei de siliciu produsă de strîngerea excesivă între suprafețe neplane;

— ruperea bornelor pentru terminalul de poartă și pentru catodul auxiliar, provocată de aplicarea unor eforturi excesive (tracțiune, îndoire, loviri).

Ambele tipuri de defecte sînt însă extrem de rar întîlnite.

Capsule 1PM, BC. Defectarea prin ruperea terminalelor poate surveni ca urmare a aplicării unei tracțiuni excesive sau a îndoirii din încastrare a terminalelor.

Capsule 3PM, 4PT2. Îndoirea din încastrare sau îndoirea după latura mică pot produce, la fel ca și tracțiunea excesivă, ruperea conexiunilor.

Capsule de module. La punțile redresoare auto (40*PT*2, 45*PT*2, 60*PT*2) și la module (diodă-diodă, tiristor-tiristor sau tiristor-diodă) defectarea mecanică poate apare atît la aplicarea unei solicitări direct asupra dispozitivelor semiconductoare componente sau asupra îmbinările practicate pentru construcția lor sau pentru montarea lor.

Astfel, montarea punților 40*PT*2 sau 60*PT*2 pe suprafețe de așezare neplane provoacă un puternic efort de forfecare transmis la diodele *RAG* prin intermediul conexiunilor. Modulele *D—D*, de exemplu, pot fi distruse dacă suprafața de așezare a radiatorului pe care se montează este neplană.

4.5.10. Degradarea la radiații

Dispozitivele semiconductoare din siliciu sînt puternic afectate de expunerea la radiații nucleare.

Defectele produse în siliciu depind de tipul și caracteristicile radiației incidente [4].

Radiația β produce defecte punctuale sub forma perechilor interstițial-vacanță. Numărul defectelor în siliciu depinde de doza și energia radiației. Defectele punctuale produse sînt mobile în siliciu, peste o anumită temperatură. Ele se pot grupa între ele sau cu impuritățile și pot da naștere la defecte complexe.

Radiația γ produce același tip de defect ca și radiația β. Astfel fotonii produc perechi electron-pozitron sau cedează parțial energia unui electron (efect Compton) sau cedează total energia unui electron (efect fotoelectric). Electronii energetici produși de radiația incidentă γ se comportă la fel ca radiația β incidentă.

Radiația de neutroni produce defecte deosebit de complexe, cunoscute sub numele de ciorchine (aglomerare de defecte).

Defectele permanente introduse de iradiere modifică sensibil proprietățile electrice ale siliciului, în următoarele moduri:

— concentrația de purtători mobili scade;

— timpul de viață al purtătorilor minoritari scade;

— mobilitatea purtătorilor mobili scade;

Se produce în acest fel creşterea tensiunii de conducţie şi creşterea puternică a curenţilor reziduali ai dispozitivelor semiconductoare de putere.

4.5.11. Defectarea la di/dt

Starea de conducţie a tiristoarelor nu se realizează simultan, în toate punctele ariei structurii din siliciu. Această stare se propagă din vecinătatea electrodului de poartă care o produce, înspre periferia tiristorului, cu o viteză finită de aproximativ 100 μm/μs [6]. Dacă viteza de creştere a curentului anodic, d*i*/d*t* este prea mare, curentul este obligat să circule printr-o arie de conducţie foarte limitată, în vecinătatea electrodului de comandă, producînd încălzirea excesivă a acestei zone. Supraîncălzirea datorată vitezei de creştere exagerate a curentului anodic, d*i*/d*t* este mai accentuată atunci cînd deschiderea tiristorului are loc accidental şi necontrolat, prin d*v*/d*t* sau *break-over*. În acest caz răspîndirea stării de conducţie se face încet şi fenomenul de aglomerare este mai intens.

Defectarea prin d*i*/d*t* se datorează în ultimă instanţă supraîncălzirii locale a structurii din siliciu şi are ca efect difuzia locală metalizare-siliciu, topirea sau fisurarea siliciului.

4.5.12. Defectarea prin dv/dt la tiristoare

Se cunoaşte faptul că aplicarea unor pante de tensiune între anodul şi catodul tiristoarelor poate conduce, în anumite situaţii la deschiderea nedorită a acestora. Astfel, aprinderea are loc mai întîi în zona care îndeplineşte condiţia de conducţie la nivelul cel mai scăzut al densităţii de curent anodic. Această zonă preia întregul curent anodic şi este obligată să suporte aproape integral puterea pierdută la comutaţie. Supraîncălzirea locală este foarte puternică dacă d*i*/d*t* nu se limitează şi poate conduce la difuzia între metalizare şi siliciu, topirea sau fisurarea siliciului. Un fenomen similar se produce şi la aprinderea prin *break-over*, cu menţinunea că, în acest caz zona defectată este plasată, în general la periferia structurii tiristorului.

4.5.13. Instabilitatea tensiunii de stabilizare

Diodele stabilizatoare sînt destinate să stabilizeze tensiunea la bornele lor într-o plajă de curenţi de străpungere dată. Ele nu sînt proiectate şi nici nu li se cere să asigure toleranţe foarte strînse ale tensiunii de stabilizare şi nici stabilitate deosebită în timp a acestei tensiuni.

Aceste performanţe sînt realizate şi garantate doar pentru *diodele cu referinţă de tensiune*. În multe cazuri însă, diodele stabilizatoare sînt folosite în locul diodelor cu referinţă de tensiune din motive diverse. La unele exemplare din aceste diode stabilizatoare se observă că tensiunea V_z măsurată la un curent I_z se modifică în timp, fără o tendinţă anumită cu valori de pînă la aproximativ 1,5% din V_z. Este evident că pentru o referinţă de tensiune aceasta este o performanţă relativ slabă. Cauza acestui

„defect" este captarea şi eliberarea aleatoare a purtătorilor de sarcină în capcanele existente în siliciu şi pe suprafaţa sa. Aceste sarcini modifică distribuţia de cîmp electric, deci şi tensiunea de stabilizare a diodei.

4.6. Cum se alege un dispozitiv semiconductor de putere

4.6.1. Criterii de alegere

Problema alegerii unui dispozitiv semiconductor de putere comportă două cazuri distincte :

- utilizatorul intenţionează să folosească dispozitivului semiconductor de putere ca **piesă de schimb** pentru înlocuirea uneia defecte dintr-un echipament din import sau realizat cu componente din import (cazul echipamentelor realizate cu componente *IPRS-BĂNEASA* este banal) ;
- utilizatorul intenţionează să folosească dispozitivul semiconductor de putere într-un **echipament nou sau reproiectat** (situaţie în care utilizatorul îşi asumă şi rolul de proiectant al echipamentului).

În cazul în care **dispozitivul ce trebuie ales are rolul de piesă de schimb** utilizatorul trebuie să parcurgă următorul algoritm de operaţii :

1. Stabilirea performanţelor dispozitivului ce trebuie înlocuit (identificarea producătorului şi a tipului, obţinerea datelor tehnice ale produsului din catalogul firmei respective etc.).

2. Alegerea unui dispozitiv din fabricaţia *IPRS-BĂNEASA* cu performanţe cel puţin egale cu ale dispozitivului ce trebuie înlocuit (în acest scop se folosesc cataloagele de produse sau ghidurile de echivalenţă editate de *IPRS-BĂNEASA*, comparaţia performanţelor făcîndu-se în următoarea ordine :

— se alege tipul de capsulă cel mai apropiat de al dispozitivului ce trebuie înlocuit ;

— se alege tipul de dispozitiv în capsula respectivă care satisface TOATE VALORILE LIMITĂ ABSOLUTE (temperatura joncţiunii T_{vj}, încărcarea în curent, încărcare în tensiune, limitările în frecvenţa de lucru, solicitări mecanice şi climatice etc.).

Se recomandă ca după efectuarea înlocuirii (respectînd regulile de montaj precizate în capitolul 7, utilizatorul să efectueze cîteva măsurători de verificare a temperaturii de funcţionare (în punctele precizate în fila de catalog a produsului).

În cazul în care dispozitivul ce trebuie înlocuit provine din configuraţii speciale de circuit cum ar fi grupuri de dispozitive conectate în paralel, în serie sau în combinaţii serie paralel *se recomandă înlocuirea tuturor dispozitivelor din respectivul grup* (respectîndu-se recomandările pentru astfel de cazuri din capitolul 7).

În cazul în care nu se găseşte un echivalent al dispozitivului în nomenclatorul IPRS-BĂNEASA se recomandă una din următoarele opţiuni :

— se contactează specialiştii *IPRS-BĂNEASA* — secţia aplicaţii pentru găsirea unei soluţii (sortare specială etc.) ;

— se reproiectează schema respectivă pornind de la dispozitive semiconductoare din nomenclatorul *IPRS-BĂNEASA*, în acest caz respectîndu-se criteriile de alegere corespunzătoare pentru proiecte noi.

În cazul în care **dispozitivul urmează să fie ales pentru un echipament (proiect nou)** utilizatorul trebuie să verifice prin CALCUL și apoi prin MĂSURĂTORI că sistemul de valori limită al dispozitivului este respectat în totalitate (conform precizărilor din §4.1 și §4.2).

În acest sens se recomandă utilizarea normei tehnice sau a standardului de produs ca document normativ care descrie complet și corect dispozitivul.

Avînd în vedere că precizările din §4.2 privind sistemul de valori limită absolută mecanice și climatice sînt complete se va preciza modul în care va fi verificată compatibilitatea dispozitivului din punctul de vedere al sistemului de valori limită termice și electrice.

În *Tabelul 4.9* sînt precizate verificările ce trebuie efectuate în funcție de tipul dispozitivului.

Tabelul 4.9

Criterii de compatibilitate ale dispozitivelor semiconductoare de putere pentru aplicație.

Criterii de compatibilitate	Tiristoare (toată familia)	Diode			
		normale	rapide	cu avalanșă controlată	stabilizatoare
Încărcare în putere ($T_{vj\,max}$)	*	*	*	*	*
Capabilitatea de blocare (V_{DWM}, V_{RWM})	*	*	*	—	—
Încărcarea în regim dinamic (di/dt, dv/dt, comutație)	*	—	*	—	—
Regimul de suprasarcină	*	*	*	*	*
Încărcare în curent (I_{TAV}, I_{TRMS}, I_{TOV} etc)	*	*	*	*	—

* verificarea compatibilității este obligatorie;
— nu este necesară verificarea

4.6.2. Calculul încărcării în putere

Cunoscînd regimul electric în care urmează să lucreze dispozitivul semiconductor se calculează puterea disipată totală ca o sumă a pierderilor de putere pentru fiecare regim de funcționare (blocare, comutație, conducție, stabilizare etc.), conform definițiilor de la §4.3. Estimînd în mod cît mai realist temperatura ambiantă maximă de funcționare $T_{a\,max}$ se calculează temperatura virtuală maximă a joncțiunii cu relația de mai jos (presupunînd complet caracterizat sistemul de răcire):

$$T_{vj} = T_{a\,max} + P_{d\,tot} R_{thj-a}. \qquad (4.56)$$

Condiția minimă de compatibilitate este

$$T_{vj}/T_{vj\,max} \leqslant 1 \qquad (4.57)$$

Ținînd cont de compromisul optim acceptabil între preț de cost, gabarit, siguranță în exploatare, fiabilitate, se recomandă ca raportul $T_{vj}/T_{vj\,max}$ să aibă valori în gama 0,7 . . . 0,9.

4.6.3. Alegerea capabilității de blocare

Valorile limită ale caracteristicilor de blocare sau tensiune inversă pentru diode și tiristoare sînt precizate în cataloage sau norme tehnice prin clasele de tensiune V_{DWM}, respectiv V_{RRM}.

Cunoscînd caracteristicile surselor de alimentare, ale sarcinii și alegînd protecțiile la supratensiuni corespunzătoare (vezi § 7.6.2), se pot stabili următoarele reguli de alegere a claselor de tensiune inversă și de blocare. Pentru diode:

$$V_{RRM} = C_V V_N \qquad (4.58)$$

în care V_N este tensiunea inversă normală ce poate să apară la bornele diodei estimată din calculul circuitului (fără perturbațiile accidentale datorate rețelei sau sarcinii), iar C_V este *coeficientul de siguranță în tensiune.*

Valorile uzuale pentru coeficientul de siguranță în tensiune sînt: $C_V = 1,5 . . . 2,5$.

Pentru aplicații în care supratensiunile se pot determina sau sînt utilizate elemente de protecție se pot alege valorile minime ale lui C_V.

Pentru diode lucrînd în medii industriale cu perturbații electromagnetice puternice sau conectate la rețele de puteri mari se lucrează cu valori $C_V > 2,5$.

Pentru tiristoare:

$$V_{DWM} = C_V V_N, \text{ respectiv}$$
$$V_{RWM} = C_V V_N \qquad (4.59)$$

în care $C_V = 1,7 . . . 2$ (avînd în vedere că în majoritatea aplicațiilor apar elemente supresoare ale tensiunilor accidentale).

4.6.4. Calculul încărcării în curent

Încărcarea în curent în regim de durată a diodelor.

Regimul de durată în funcționare a diodelor este tipic pentru convertizoarele de putere ce funcționează la frecvența rețelei (40 . . . 60 Hz). În acest regim, încărcarea în curent este limitată simultan de două valori limită absolută.

— I_{FRMSM} Curentul eficace maxim admisibil;

— $T_{vj\,max}$ — Temperatura virtuală maxim admisibilă a joncțiunii

Forma curentului de conducție (precizată prin unghiul de conducție θ), determină și limitarea valorii medii a curentului prin diodă conform relației (4.60)

$$I_{FAVM} = I_{FRMSM}\,F(\theta) \tag{4.60}$$

în care $F(\theta)$ este *factorul de formă* (*Tabelul 4.10*).

Tabelul 4.10.

Dependența factorilor de formă *F* și *M* de unghiul de conducție

Nr.	Forma curentului	Unghiul de conducție $\theta = \frac{tp}{T}\cdot 360$ [°el]	F	F^2	M
1	T		$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1{,}11$	1,23	$\frac{\pi}{2} = 1{,}57$
2	tp T	180	$\frac{\pi}{2} = 1{,}57$	2,47	$\pi = 3{,}14$
3	tp T	150	1,665	2,77	3,37
4	tp T	120	1,875	3,52	4,18
5	tp T	90	$\frac{\pi}{\sqrt{2}} = 2{,}22$	4,93	6,29
6	tp T	60	2,77	7,66	10,9
7	tp T	30	3,98	15,8	23,42
8	tp T	θ	$\sqrt{\frac{T}{tp}} = \sqrt{\frac{360}{\theta}}$	$\frac{T}{tp} = \frac{360}{\theta}$	$\frac{T}{tp} = \frac{360}{\theta}$
9	tp T	θ	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}}\sqrt{\frac{T}{tp}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}\sqrt{\frac{360}{\theta}}$	$\frac{\pi^2}{8}\cdot\frac{T}{tp} = \frac{\pi^2}{8}\cdot\frac{360}{\theta}$	$\frac{\pi}{2}\cdot\frac{T}{tp} = \frac{\pi}{2}\cdot\frac{360}{\theta}$

Utilizînd relațiile:

$$P_{FAV} = \frac{T_{vj\,max} - T_{a\,max}}{R_{thj-a}} \tag{4.61}$$

$$P_{FAV} = V_{FO} I_{FAV} + r_F I^2_{FRMS} = V_{FO} I_{FAV} + r_F F^2 I_{FAV} \tag{4.62}$$

se poate alege dioda corespunzătoare aplicației respective (parametrii V_{FO}, r_F, $T_{vj\,max}$, $R_{th\,j-c}$ sînt date de catalog) și se poate dimensiona sistemul de răcire ($R_{th\,c-a}$).

Pentru o utilizare directă a relațiilor (4.60), (4.61) și (4.62) în cataloagele *IPRS-BĂNEASA* sînt date pentru fiecare tip de diodă diagrame pentru determinarea fie a curentului mediu limită pentru anumite condiții de răcire, fie a condițiilor minime de răcire pentru un curent mediu dat.

În figura 4.44 sînt date trei exemple de utilizare a diagramei (de exemplu pentru *D500N*).

a) pentru o aplicație cu I_{TAVM}=300 A, θ=120°el, T_{amax}=50°C se determină caracteristica ansamblului de răcire ($R_{th\,c-a} + \Delta r \leqslant 0{,}15$°C/W)

b) pentru o aplicație în care θ=180°el, $T_{a\,max}$=80°C și dioda *D500N* este montată pe ansamblul de răcire cu $R_{thc-a} + \Delta RT = 0{,}06$°C/W curentul mediu maxim obtenabil este I_{TAVM} = 400 A;

c) pentru o aplicație cu formă de impulsuri dreptunghiulare cu θ = 90°el, o diodă *D500N* încărcată la curentul I_{FAV} = 400 A și montată pe un ansamblu de răcire cu $R_{th\,c-a} + \Delta r_{thc-a}$ = = 0,08°C/W poate fi utilizată pînă la T_{amax} = 35°C.

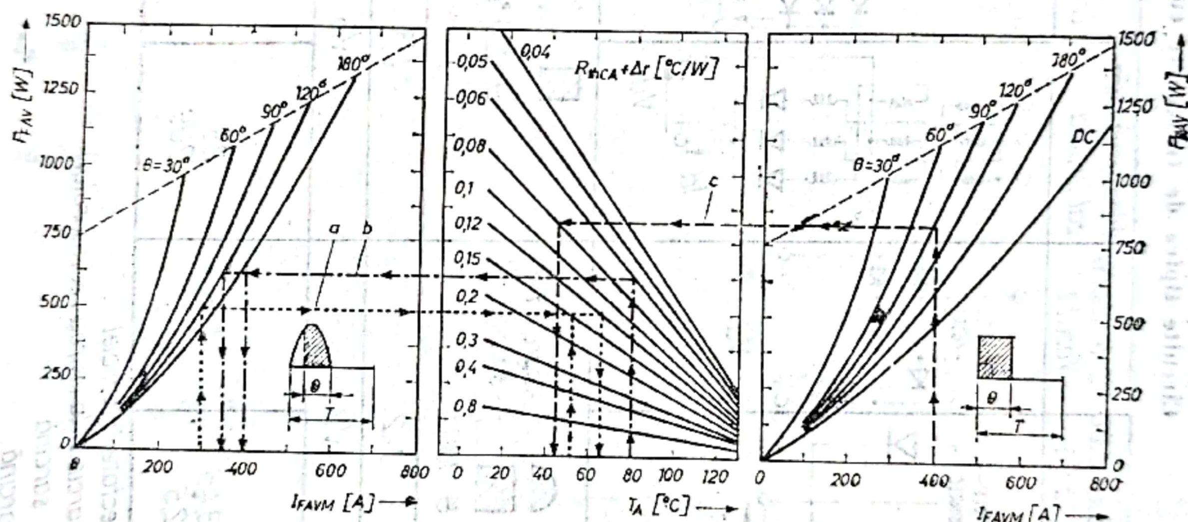


Fig. 4.44. Diagramă pentru calculul încărcării în putere a diodei *D500N*. Exemple de utilizare

(*a*) (Exemplu de determinare a sistemului de evacuare a căldurii cînd se cunosc I_{FAVM}=300 A θ = 120°el, $T_{a\,max}$ = 50°C ($R_{th\,c-a} + \Delta r = 0{,}15$°C/W).

(*b*) Exemplu de determinare a curentului mediu maxim obtenabil cînd se cunosc θ = 180°el, $T_{a\,max}$ = 80°C, $R_{thc-a} + \Delta r = 0{,}06$°C/W ($I_{FAVM}$ = 400 A).

(*c*) Exemplu de determinare a temperaturii ambiante maxime în utilizare pentru un regim de impulsuri dreptunghiulare cu θ = 90°el, I_{FAV}=400 A și montată pe un ansamblu de răcire cu $R_{thc-a} + \Delta r = 0{,}08$°C/W ($T_{amax}$ = 45°C).

În *Tabelul 4.11* sînt prezentate circuitele tipice de redresoare cu diode împreună cu formele de undă pentru curent, rapoartele între valorile de vîrf, eficace și medii ale acestuia.

Încărcarea în curent la frecvențe joase a diodelor

Funcționarea la frecvențe joase (intermitentă) impune respectarea tuturor limitărilor corespunzătoare regimului de funcționare la frecvența rețelei (precizate în paragraful anterior). O problemă deosebită pentru

Tabelul 4.11.

Circuite tipice de redresoare cu diode

Circuitul:	Redresor monoalternanță	Redresor dublă alternanță	Punte monofazată	Redresor trifazat în stea	Punte trifazată	Redresor trifazat în dublă stea	Redresor trifazat în dublă stea cu bobină de filtraj
Schema electrică:	I_d, +, −, V_d	I_d, +, −, V_d	I_d, +, −, V_d	I_d, +, −, V_d	I_d, +, −, V_d	I_d, +, −, V_d	I_d, +, −, V_d
Forma de undă a curentului printr-o diodă	$\theta = 180°el$	$\theta = 180°el$; - sarcină R; - sarcină RL		$\theta = 120°el$.		$\theta = 60°el$	$\theta = 120°el$
$I_{FAV} / \frac{1}{n} I_{dAV}$	1	1/2		1/3		1/6	1/6
$I_{FRMS} / \frac{1}{n} I_{dRMS}$	1	$1/\sqrt{2}$		$1/\sqrt{3}$		$1/\sqrt{6}$	$1/2\sqrt{3}$
$\frac{V_{RRM}}{V_{dAV}} >$ - sarcină R / - sarcină cu t.c.e.m.	3,45 / 2,65	3,45 / 2,5	1,73 / 1,25	2,3 / 2,09	1,15 / 1,05	2,3 / 2,09	2,66 (2,09)* / 2,09

Obs: n = numărul de diode conectate în paralel.
I_{dAV} = curentul mediu prin sarcină (la ieșirea redresorului)
I_{dRMS} = curentul eficace prin sarcină.
V_{dAV} = tensiunea medie pe sarcină.

* Dacă redresorul nu funcționează niciodată în gol.

regimul de funcţionare la frecvenţe joase o constituie variaţiile mari de temperatură ale structurii de siliciu cu consecinţe nefaste asupra fiabilităţii dispozitivului (fenomenul este cunoscut sub denumirea de oboseală termică).

În mod uzual, pentru diodele realizate prin tehnologia de lipire cu aliaje moi pe ambază numărul maxim de astfel de variaţii de temperatură (cicluri termice) depăşeşte rar cifra de 10 000. Pentru astfel de aplicaţii se recomandă utilizarea diodelor cu contacte presate, care asigură o bună fiabilitate la cîteva zeci de mii de cicluri. Se recomandă totuşi ca excursia maximă de temperatură să respecte în general, condiţia $\Delta T_{vj} \leqslant 60°C$.

Calculul încărcării maxime pentru acest regim de funcţionare se face pe baza relaţiei (4.63)

$$T_{vj} = T_a + P_{FM}\left(\sum_{i=1}^{j} r_i \frac{1 - e^{-t_p/\tau_i}}{1 - e^{-T/\tau_i}}\right) \qquad (4.63)$$

în care $\sum_{i=1}^{n} r_i \frac{1 - e^{-t_p/\tau_i}}{1 - e^{-T/\tau_i}}$ reprezintă exprimarea analitică a impedanţei termice tranzitorii a diodei.

Din relaţia (4.63) rezultă valoarea maximă a mărimii P_{FM} — valoarea de vîrf a pierderilor în conducţie pentru un curent dreptunghiular cu durata $t_p = \frac{\theta}{360} T$ şi perioada T.

Excursia maximă de temperatură pe joncţiune se calculează cu relaţia:

$$\Delta T_{vj\,max} = P_{FM}\left(\sum_{i=1}^{n} r_i \frac{1 - e^{-t_p/\tau_i}}{1 - e^{-T/\tau_i}}\right)\left(1 - e^{-\frac{T - t_p}{\tau_i}}\right) \qquad (4.64)$$

dacă $\Delta T_{vj\,max} > 60°C$, se va reduce valoarea P_{FM} în mod corespunzător.

Cu valoarea P_{FM} astfel determinată se calculează

$$P_{FAV} = \frac{t_p}{T} P_{FM} \qquad (4.65)$$

şi se poate utiliza apoi diagrama similară cu cea din figura 4.43 pentru determinarea încărcării diodei (curent mediu maxim, curent eficace) şi a sistemului de răcire.

Încărcarea în curent la frecvenţe medii şi înalte

La frecvenţe mai mari decît frecvenţa reţelei pierderile de comutaţie devin din ce în ce mai importante, în special cele de comutaţie din regim de conducţie în blocare. Puterea totală medie este dată în acest caz de relaţia

$$P_{tot} = P_{FAV} + P_{QAV} \qquad (4.66)$$

Precizăm că pentru astfel de aplicaţii utilizarea diodelor redresoare rapide este obligatorie.

Formele de undă tipice ale curentului şi ale tensiunii pentru o diodă în comutaţie din conducţie în blocare sînt date în figura 4.45.

Pierderile în regim de conducţie se calculează cu relaţia (4.67), ţinînd cont de factorul de formă al curentului.

Pierderile în regimul de comutaţie se determină folosind relaţia (4.67)

$$P_{QAV} = f V_{RM} Q_s \tag{4.67}$$

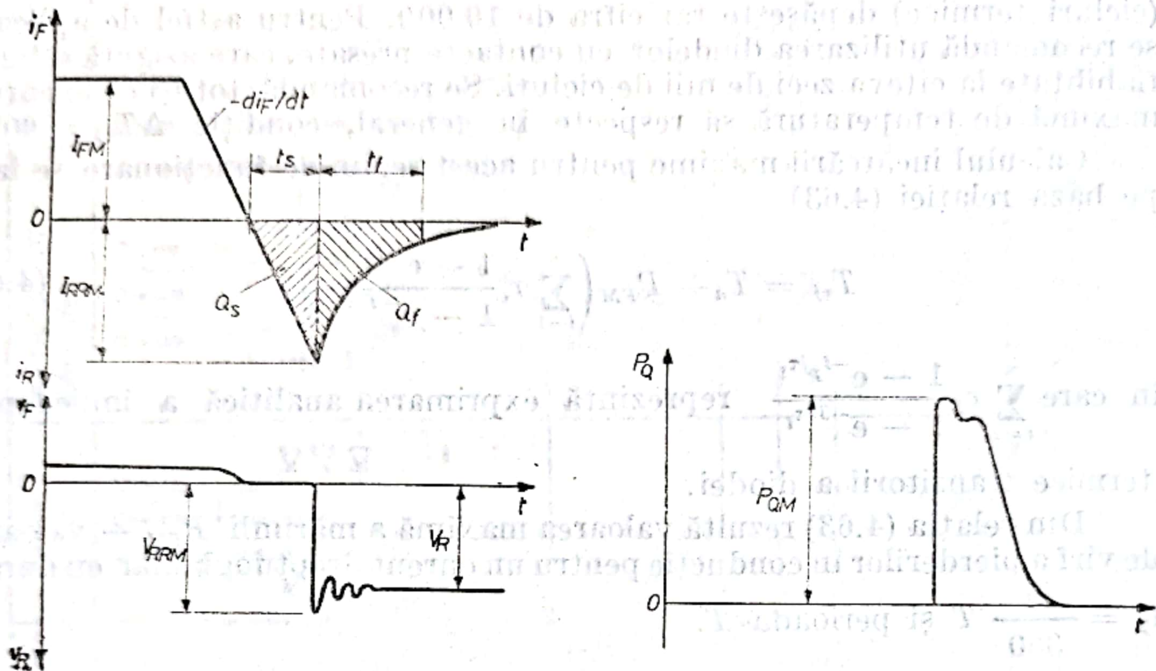


Fig. 4.45. Formele de undă ale curentului şi ale tensiunii pentru diodă la comutarea din conducţie în blocare şi variaţia puterii instantanee în acest interval.

în care $f = 1/T$ este frecvenţa de lucru, V_{RM} — tensiunea inversă de vîrf şi Q_s este sarcina de revenire. Sarcina stocată Q_s se determină în funcţie de curentul de vîrf I_{FM} şi panta de descreştere a curentului $-di_F/dt$ din curbele date în foile de catalog (exemplu figura 4.46).

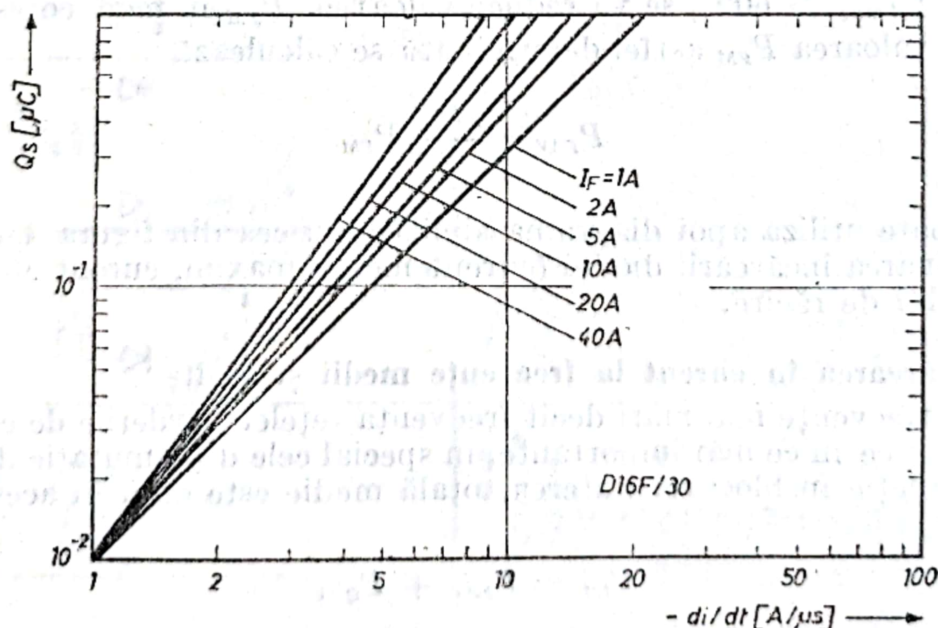


Fig. 4.46. Dependenţa sarcinii stocate Q_s în funcţie de viteza de descreştere a curentului direct $-di_F/dt$, avînd curentul I_{FM} ca parametru (Exemplu: D16F).

Pentru a simplifica determinarea puterii de comutaţie P_{QAV}, în foile de catalog pentru diode rapide se dau diagrame conform exemplului din figura 4.47.

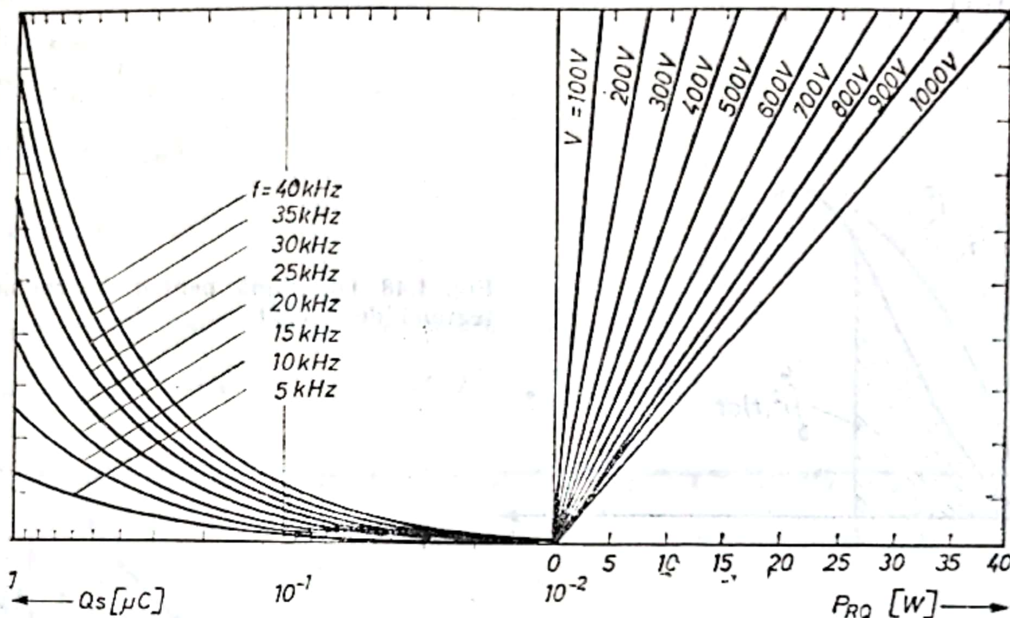


Fig. 4.47. Nomogramă de calcul a puterii de comutaţie P_{QAV} funcţie de sarcina stocată Q_s, frecvenţa de lucru f şi tensiunea inversă V_R.

Încărcarea în curent în regim de suprasarcină a diodelor

La dimensionarea capabilităţii în curent a diodelor, proiectantul de echipamente va trebui să determine şi solicitările care pot să apară în regim de avarie (scurtcircuit). Menţionăm că în aceste condiţii temperatura joncţiunii poate depăşi pentru un interval scurt valoarea limită absolută $T_{vj\,max}$, cu condiţia ca tensiunea inversă V_R să fie redusă în consecinţă.

Solicitările în regim de suprasarcină afectează în mod drastic fiabilitatea dispozitivului, în consecinţă proiectantul este obligat să prevadă sistemul de protecţie care să limiteze la minimum numărul acestora.

Regimurile de suprasarcină pot fi :

- *Suprasarcină accidentală de curent*. Poate să apară în regim de scurtcircuit al sarcinii, cînd curentul de vîrf suportat de diodă poate creşte la valori de 10 . .15 ori mai mari decît curentul nominal. Acest supracurent poate fi aplicat pe o durată redusă ($t_p = 10$ ms) după care trebuie întrerupt de un element de protecţie ultrarapid.

În foile de catalog sînt precizate valorile limită I_{FSM} pentru $t_p = 10$ ms (la $T_{vj} = T_{vj\,max}$ şi T_a sau $T_{vj} = 45°C$) sau valoarea I^2t (*integrala de curent*) definită de relaţia (4.68) (vezi şi figura 4.48)

$$I^2t \equiv \int_0^t i^2(t)\,dt \qquad (4.68)$$

Pentru durate mai mici de 10 ms în foile de catalog sînt date curbele $I^2t(t)$ (vezi figura 4.49).

● *Supraîncărcare de scurtă durată în curent a diodelor.* Acest regim poate să apară în cazul unui regim de avarie prelungit în care curentul crește peste valoarea nominală. În foile de catalog sînt date pentru aceste situații valorile limită $I_{F(OV)M}$ care asigură imunitatea diodei la aceste solicitări.

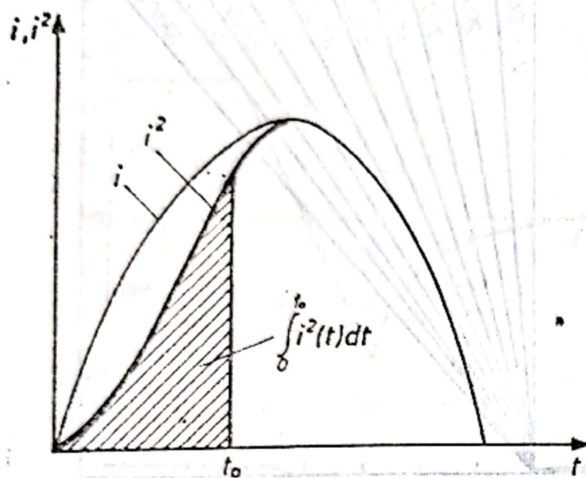


Fig. 4.48. Diagramă pentru determinarea integralei de curent.

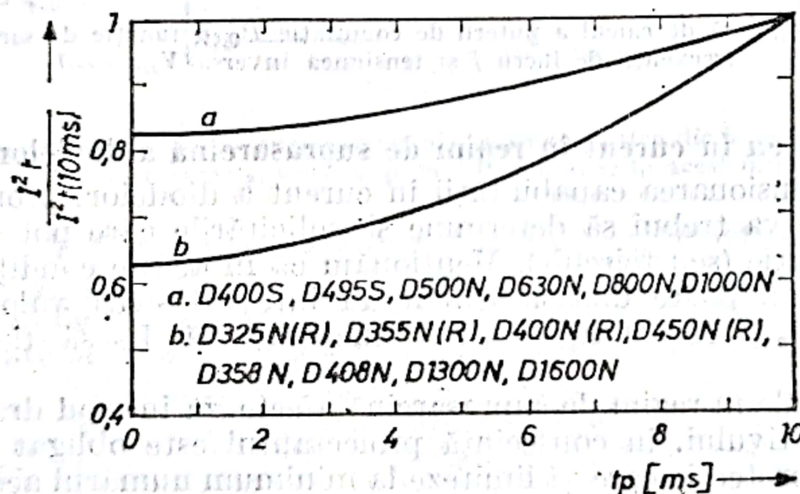


Fig. 4.49. Integrala de curent pentru diode de mare putere ($t \leqslant 10$ ms)

În figura 4.50 este dată dependența normată a valorii $I_{F(OV)M}$ în funcție de timp.

● *Supraîncărcare previzibilă de curent a diodelor.* Acest regim nu duce la depășirea valorii limită $T_{vj\,max}$ și este de scurtă durată. În foile de catalog este precizată valoarea limită a curentului mediu de supraîncărcare $I_{F(OV)}$ în funcție de condițiile de încărcare anterioare solicitării și depinde de caracteristicile termice tranzitorii ale ansamblului diodă-sistem de răcire.

Curentul mediu de supraîncărcare, I_{FOV}, cu durata t_{OV} se poate calcula din relația (4.69)

$$T_{vj\,max} - T_A = P_{FAV(p)}R_{thj-a(p)} + (P_{FOV} - P_{FAV(p)})\,Z_{thj-a}(t_{OV}) \qquad (4.69)$$

în care:

$P_{FAV(p)}$ — puterea medie înainte de supraîncărcare

P_{FOV} — puterea medie în perioada de supraîncărcare

t_{OV} — durata supraîncărcării

$R_{thjA(p)}$ — rezistența termică a regimului de preîncărcare

$$P_{FAV(p)} = I_{FAV(p)} V_{FO} + r_F F^2 I^2_{FAV(p)} \quad (4.70)$$

$$P_{FOV} = I_{FOV} V_{FO} + r_F F^2 I^2_{FOV} \quad (4.71)$$

$$t_{OV} = (n-1)T + \frac{\theta}{360} T \quad (4.72)$$

$$R_{thj-a(p)} = R_{th\,j-c} + \Delta r(\theta) + R_{th\,j-a} \quad (4.73)$$

$$Z_{thj-a}(t_{OV}) = Z_{thj-c}(t_{OV}) + \Delta r(\theta) + Z_{th\,c-a}(t_{OV}) \quad (4.74)$$

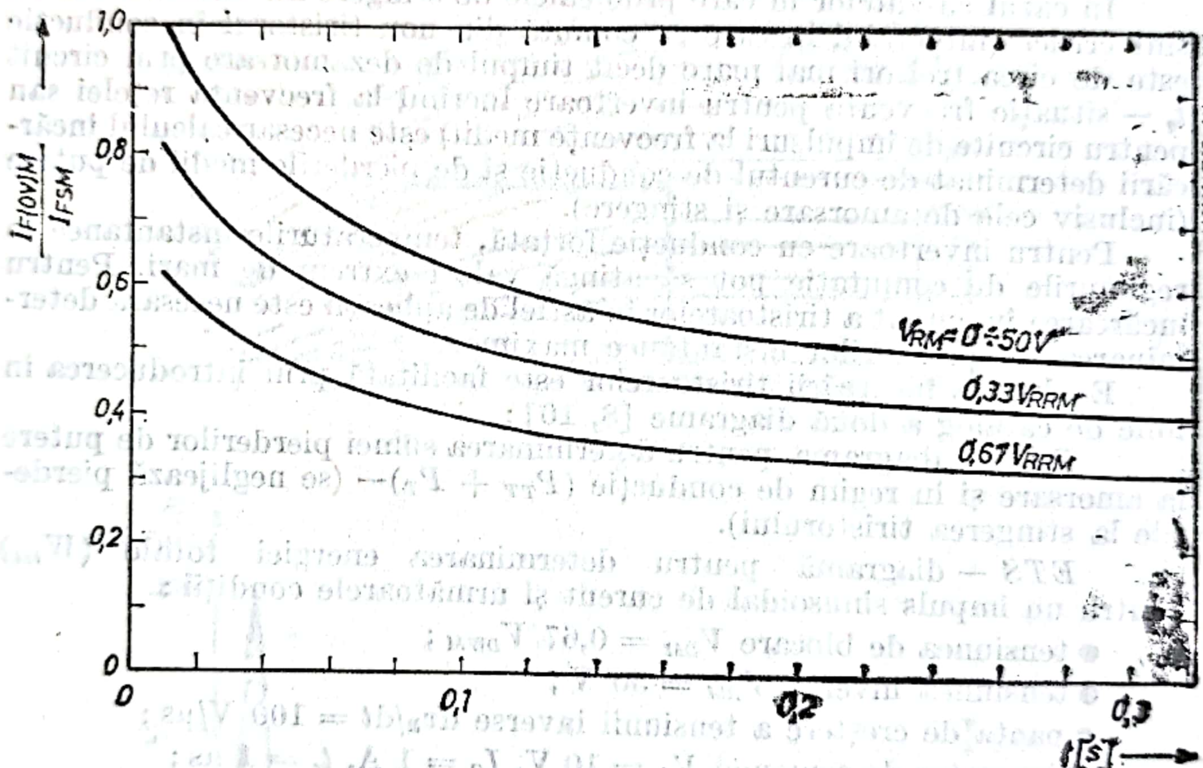


Fig. 4.50. Curentul de suprasarcină accidentală la $t \geq 10$ ms.

Exemplu: O diodă *D500N*, montată într-un ansamblu de răcire tip *KX180—30* la un curent mediu $I_{FAV(p)}$=300 A cu θ=180° el. Se aplică un regim de suprasarcină previzibilă cu I_{FOV} = 600 A, pentru un număr de 50 perioade $\left(T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50\ \text{Hz}} = 20\ \text{ms}\right)$

Care este temperatura maximă a aerului de răcire la care poate funcționa dioda în siguranță la acest regim?

Soluție: Conform relațiilor (4.70) și (4.71) (cu valorile V_{FO}=0,9 V și r_F = 0,75 mΩ obținute din foaia de catalog a diodei *D500N*), rezultă:

$P_{FAV(p)}$ = 437 W,

P_{FOV} = 1207 W.

Tot din foile de catalog ale diodei $D500N$ și ale ansamblului de răcire $KX180 - 30$ rezultă conform relațiilor (4.72) și (4.73):

$$R_{thj-a(p)} = 0,05°C/W + 0,0045\ °C/W + 0,078\ °C/W = 0,1325°C/W,$$

$$Z_{thj-a}(t_{OV}) = 0,04\ °C/W + 0,0045\ °C/W + 0,005\ °C/W = 0,0495°C/W$$

Înlocuind valorile obținute în relația (4.69) se obține $T_{A\,max} \leq 54°C$.

Încărcarea în curent a tiristoarelor

Toate considerațiile privind încărcarea în curent a diodelor în regim de durată, în regim de funcționare intermitentă și în regim de suprasarcină, se aplică și în cazul tiristoarelor.

În aplicațiile în care se lucrează la frecvența rețelei (40 ... 60 Hz) sau la frecvențe mai mici se utilizează tiristoare normale.

Pentru frecvențe mai mari se utilizează tiristoare rapide, la care problemele de calcul ale încărcării la curent sînt complicate de ponderea importantă a pierderilor de comutație (la amorsare și stingere).

În cazul circuitelor în care problemele de stingere ale tiristoarelor nu sînt critice (intervalul la care se comută din nou tiristorul în conducție este de circa trei ori mai mare decît timpul de dezamorsare prin circuit t_q — situație frecventă pentru invertoare lucrînd la frecvența rețelei sau pentru circuite de impulsuri la frecvențe medii) este necesar calculul încărcării determinat de curentul de conducție și de pierderile medii de putere (inclusiv cele de amorsare și stingere).

Pentru invertoare cu conducție forțată, temperaturile instantanee în regimurile de comutație pot să atingă valori extrem de mari. Pentru încărcarea în curent a tiristoarelor în astfel de aplicații este necesară determinarea temperaturilor instantanee maxime.

Evaluarea încărcării tiristoarelor este facilitată prin introducerea în foile de catalog a două diagrame [8, 10]:

PAC — diagrama pentru determinarea sumei pierderilor de putere la amorsare și în regim de conducție $(P_{TT} + P_T)$— (se neglijează pierderile la stingerea tiristorului).

ETS — diagramă pentru determinarea energiei totale (W_{tot}) pentru un impuls sinusoidal de curent și următoarele condiții:

- tensiunea de blocare $V_{DM} = 0,67\ V_{DWM}$;
- tensiunea inversă $V_{RM} = 50$ V;
- panta de creștere a tensiunii inverse $dv_R/dt = 100$ V/µs;
- generator de comandă $V_L = 10$ V, $I_G = 1$ A, $t_r = 1$ µs;
- rețeaua RC: $R(\Omega) = 0,02\,V_{DM}(V)$
  $C \leqslant 0,22$ µF

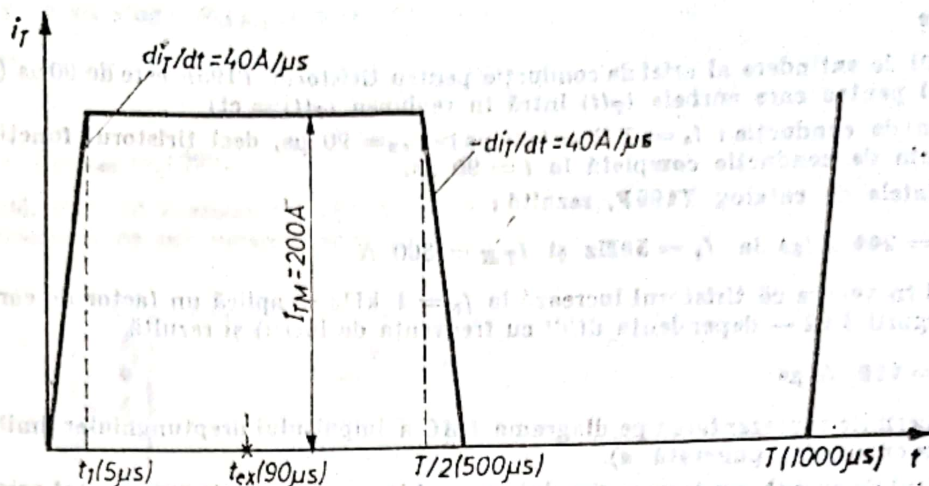
Exemplu de utilizare a diagramei PAC

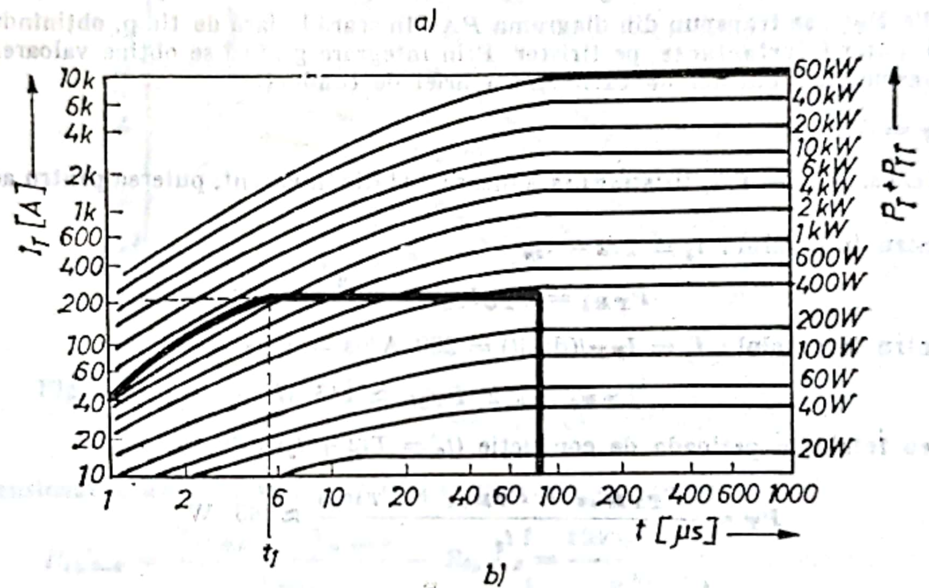
Un tiristor $T195F$ trebuie să funcționeze în regim de conducție cu impulsuri dreptunghiulare de curent $I_{TM} = 200$ A, cu durata $T/2 = 500$ µs și frecvența de repetiție $f_0 = 1$ kHz. Viteza de creștere și scădere a curentului de conducție este $\pm\, di_T/dt = 40$ A/µs. Tensiunea în stare blocată este $V_{DM} = 600$ V.

— Care este puterea disipată la finalul regimului de amorsare?
— Care este puterea disipată la sfîrșitul timpului de conducție?
— Care este temperatura maximă a capsulei?

În figura 4.51 sînt reprezentate:

a) forma grafică a curentului de conducție;
b) diagrama *PAC* a tiristorului $T195F$ avînd transpus curentul de conducție;
c) integrarea grafică a pierderii de putere la amorsare.





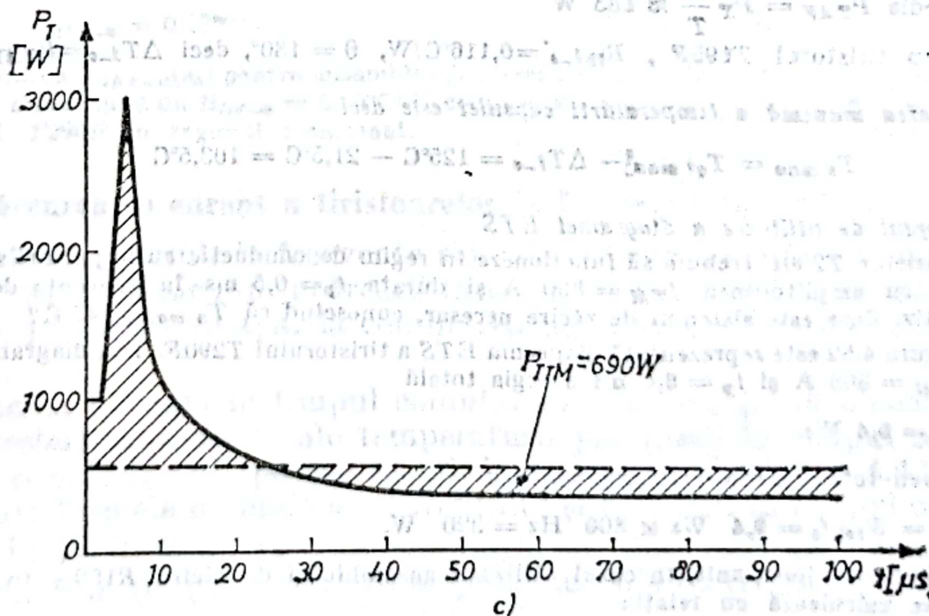


Fig. 4.51. Exemplu de utilizare a diagramei *PAC* pentru evaluarea încărcării în comutaţie şi conducţie. (a) Forma de undă a curentului. (b) Diagrama *PAC* a tiristorului *T195F*. (c) Diagramă pentru calculul puterii la comutaţie şi conducţie.

Soluţie

Timpul de extindere al ariei de conducţie pentru tiristorul $T195F$ este de 90 μs (corespunde timpului pentru care curbele $i_T(t)$ intră în regiunea $i_T(t) = ct$)

Durata de conducţie: $t_c = T/2 = 500\ \mu s > t_{es} = 90\ \mu s$, deci tiristorul funcţionează în regim cu aria de conducţie completă la $t = 90\ \mu s$.

Din datele de catalog $T195F$, rezultă:

$$di/dt = 200\ A/\mu s \text{ la } f_0 = 50 Hz \text{ şi } I_{TM} = 800\ A$$

Avînd în vedere că tiristorul lucrează la $f_0 = 1$ kHz se aplică un factor de corecţie 0,55 (conform figurii 4.12 — dependenţa di/dt cu frecvenţa de lucru) şi rezultă

$$di/dt = 110\ A/\mu s$$

mărime ce permite reprezentarea pe diagrama *PAC* a impulsului dreptunghiular limită maximă pentru tiristor (curba punctată *a*).

Impulsul de curent, conform regimului precizat în problemă, este reprezentat prin curba *b*.1

Valorile $P_T(t)$ se transpun din diagrama *PAC* în scară liniară de timp, obţinîndu-se curba *a* variaţiei puterii instantanee pe tiristor. Prin integrare grafică se obţine valoarea medie a puterii, corespunzînd duratei de extindere a ariei de conducţie

$$P_{TTM} = 690\ W$$

În intervalul $t_{es} - T/2$, tiristorul este încărcat static în curent, puterea pentru acest interval fiind

— pentru intervalul: $t_i = T/2 - t_{es}$

$$P_{TM1} = V_{TO}I_{TM} + r_T I_{TM}^2 \approx 292\ W$$

— pentru intervalul: $t_3 = I_{TM}/(di/dt) = 200\ A/\mu s = 5\ \mu s$

$$P_{TM3} = 1/2\ P_{TM1} \approx 146\ W$$

Puterea totală în perioada de conducţie ($t_c' = T/2 + t_3$) este

$$P_T = \frac{P_{TTM}t_{es} + P_{TM1}t_i + P_{TM3}t_3}{t_c} \approx 365\ W$$

Puterea medie $P_{TAV} = P_T \dfrac{t_c}{T} \approx 183$ W

Pentru tiristorul $T195F$, $R_{thj-c} = 0{,}116°C/W$, $\theta = 180°$, deci $\Delta T_{j-c} = P_{TAV}R_{thj-c} = 21{,}5°C$

Valoarea maximă a temperaturii capsulei este deci

$$T_{c\,max} = T_{vj\,max} - \Delta T_{j-c} = 125°C - 21{,}5°C = 103{,}5°C$$

Exemplul de utilizare a diagramei ETS

Un tiristor $T290F$ trebuie să funcţioneze în regim de conducţie cu impulsuri sinusoidale de curent cu amplitudinea $I_{TM} = 800$ A şi durata $t_p = 0{,}5$ ms la frecvenţa de repetiţie $f_0 = 800$ Hz. Care este sistemul de răcire necesar, cunoscînd că $T_{a\,max} = 45°C$?

În figura 4.52 este reprezentată diagrama ETS a tiristorului $T290F$. Din diagramă rezultă pentru $I_{TM} = 800$ A şi $t_p = 0{,}5$ ms energia totală

$$W_{tot} = 0{,}4\ Ws.$$

Puterea totală medie este în acest caz

$$P_{tot} = W_{tot} f_0 = 0{,}4\ Ws \times 800\ Hz = 320\ W.$$

Temperatura joncţiunii, în cazul utilizării ansamblului de răcire $R150$ — în convecţie naturală se calculează cu relaţia

$$T_{vj} = T_{a\,max} + P_{tot}R_{thj-a} \qquad (4.75)$$

în care

$$R_{thj-a} = R_{th\,j-c} + R_{th\,c-a} \qquad (4.76)$$

(din datele de catalog: $R_{th\,j-c} = 0{,}08°C/W$ şi $R_{th\,c-a} = 0{,}39°C/W$).

$$T_{vj} = 45°C + 320\ W\ (0{,}08°C/W + 0{,}39°C/W) = 198{,}4°C$$

deci

$$T_{vj} > T_{vj\,max} = 125°C$$

Rezultă, deci, că radiatorul R150, în regim de convecţie naturală, este impropriu pentru această aplicaţie şi că este necesară utilizarea unui sistem de ventilare forţată.

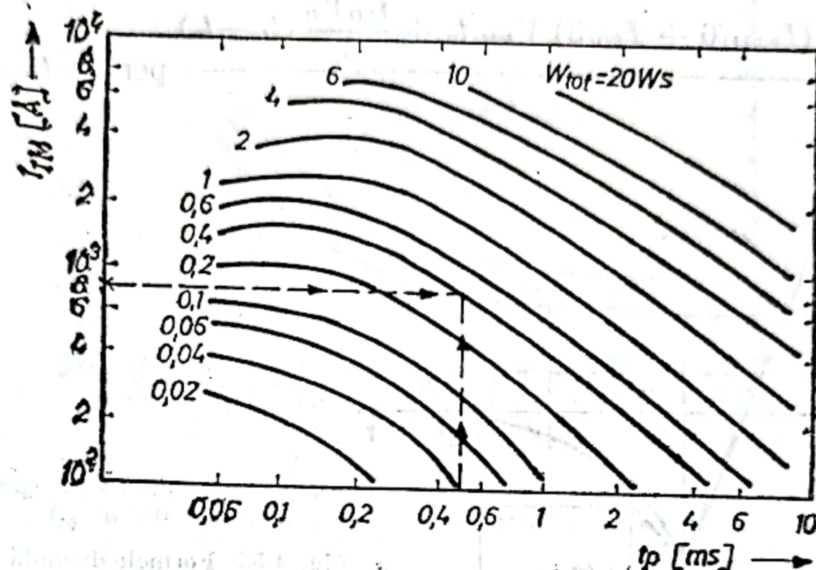


Fig. 4.52. Exemplu de utilizare a diagramei *BTS* pentru calculul puterii în comutaţie şi conducţie (Tiristor *T290F*).

Dimensionarea acestuia se face în baza următoarelor determinări:

$$R'_{th\,c-a} = \frac{T_{vj\,max} - T_{a\,max}}{P_{tot}} - R_{th\,j-c} = \frac{125°C - 45°C}{320\ W} - 0{,}08°C/W$$

$$R'_{th\,c-a} = 0{,}17°C/W$$

Din curba $R_{th\,c-a}(v_a)$ pentru ansamblul *R*150 rezultă că alegerea unui sistem de ventilare cu $v_a = 3$ m/s asigură un $R_{th\,c-a} = 0{,}15°C/W$ condiţie suficientă pentru o funcţionare sigură a tiristorului *T290F* în regimul menţionat.

Încărcarea în curent a tiristoarelor la frecvenţe ridicate

Pentru aplicaţiile la frecvenţe ridicate este obligatorie utilizarea tiristoarelor rapide. Calculul încărcării în curent trebuie să ţină cont în acest caz şi de pierderile ce apar la comutarea tiristorului din conducţie în blocare.

Puterea disipată în timpul comutării din conducţie în blocare determină creşteri importante ale temperaturii joncţiunii în timpul comutării precum şi la creşterea puterii medii de dispozitiv. În figura 4.53 sînt reprezentate formele de undă ale curentului şi tensiunii în timpul comutării din conducţie în blocare.

Puterea în timpul comutării se poate calcula cu relaţia:

$$P_{RQ} = \frac{1}{t_f}\int_0^{t_f} i_R(t)\, v_R(t)\,dt. \tag{4.77}$$

Cunoscînd valorile I_{TM}, $-di/dt$, dv_R/dt şi V_R se poate calcula puterea la comutaţie, utilizînd relaţiile simplificate

$$P_{RQ} \simeq \frac{(dv_R/dt)\, t_{FO} I_{RRM}}{6} \quad \text{pentru } t_{fo} \leqslant t_0 \qquad (4.78)$$

sau

$$P_{RQ} \simeq \frac{(I_{RRM}/6 + I_{RO}/3)\, V_{RM}\, t_0 + \frac{i_{RO} V_R}{2}(t_{fo} - t_0)}{t_{fo}} \quad \text{pentru } t_{fo} \geqslant t_0 \qquad (4.79)$$

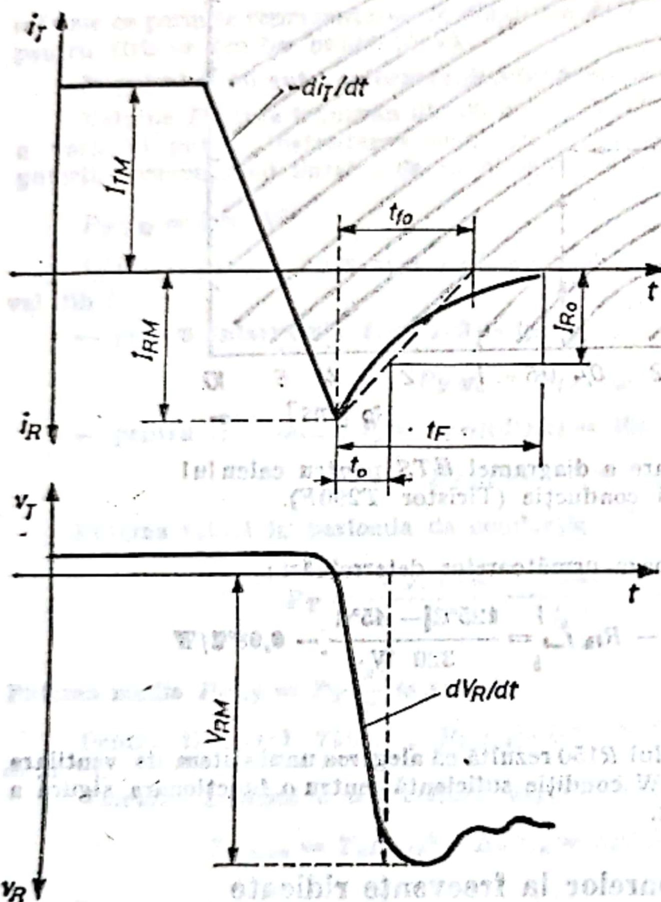


Fig. 4.53· Formele de undă ale curentului şi tensiunii pentru regimul de comutaţie din conducţie în blocare.

în care: $I_{RRM} = \left[\left|-\frac{di}{dt}\right| 2Q_s\right]^{1/2}$ (Q_s din datele de catalog)

$$I_{RO} = I_{RRM}\frac{t_{f0} - t_0}{t_{f0}}$$

$$t_0 = \frac{V_L}{dv_R/dt}$$

Semnificaţia mărimilor de calcul t_0, I_{RO}, I_{RRM} etc. este ilustrată în figura 4.52.

Variaţia tipică a timpului de descreştere (valoare liniarizată) t_{FO} a curentului invers la comutaţie pentru tipurile de tiristoare produse de *IPRS-BĂNEASA* este dată în figura 4.54.

În general, puterea disipată în timpul comutației este uniform distribuită în aria structurii. Cu toate acestea, energia transformată în căldură în timpul comutației nu poate fi oricît de mare, deoarece pot să apară

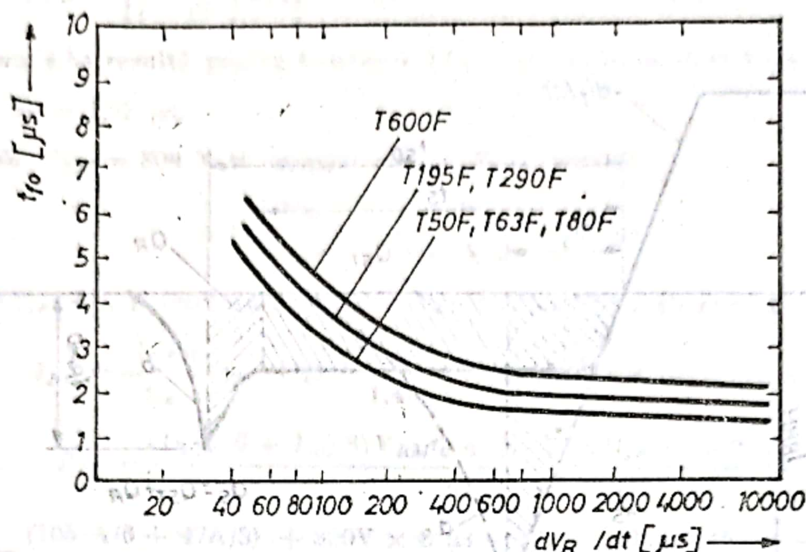


Fig. 4.54. Variația timpului de descreștere a tensiunii inverse t_{f0} în funcție de panta de descreștere dv_R/dt.

zone de supraîncălzire localizate în jurul unor neomogenități mici din structură, supraîncălziri care pot provoca distrugerea dispozitivului la aplicarea tensiunii inverse.

Energia corespunzătoare comutației din conducție în blocare se calculează cu relația

$$W_{RQ} = P_{RQ} t_{FO} \tag{4.80}$$

Această energie trebuie să fie mai mică decît cea recomandată în *Tabelul 4.12*.

Tabelul 4.12.

Valoarea maximă a energiei în timpul comutării din conducție în blocare (W)

Tipul tiristorului	W_{RQM}(mWs)
T3F, T6F	10
T10F, T16F	15
T22F, T25F, T30F	25
T50,F, T63F, T80F	45
T195F, T290T	55
T600F	80

În cazul în care valoarea calculată $W_{RQ} \geq W_{RQM}$ din *Tabelul 4.12* proiectantul are una din următoarele soluții:

- alege un tiristor cu clasă mai bună de t_q (implicit valorile Q_s și I_{RRM} vor fi mai mici);
- modifică valorile componentelor din circuitul de comutare (R, C);
- utilizează o reactanță de comutare (inductanță saturabilă);
- dacă aplicația o permite, utilizează o diodă în antiparalel cu tiristorul care permite practic anularea energiei de comutație în tiristor.

Utilizarea unei reactanțe de comutație are un efect favorabil asupra solicitării la care este supus tiristorul. Curentul invers este limitat în acest caz la curentul de saturație al reactanței (forma de undă a curentului în cazul utilizării reactanței este dată în figura 4.55).

Timpul de revenire este în acest caz mai mare de cîteva ori. Utilizarea unei rezistențe în paralel cu inductanța saturabilă permite optimizarea timpului de revenire.

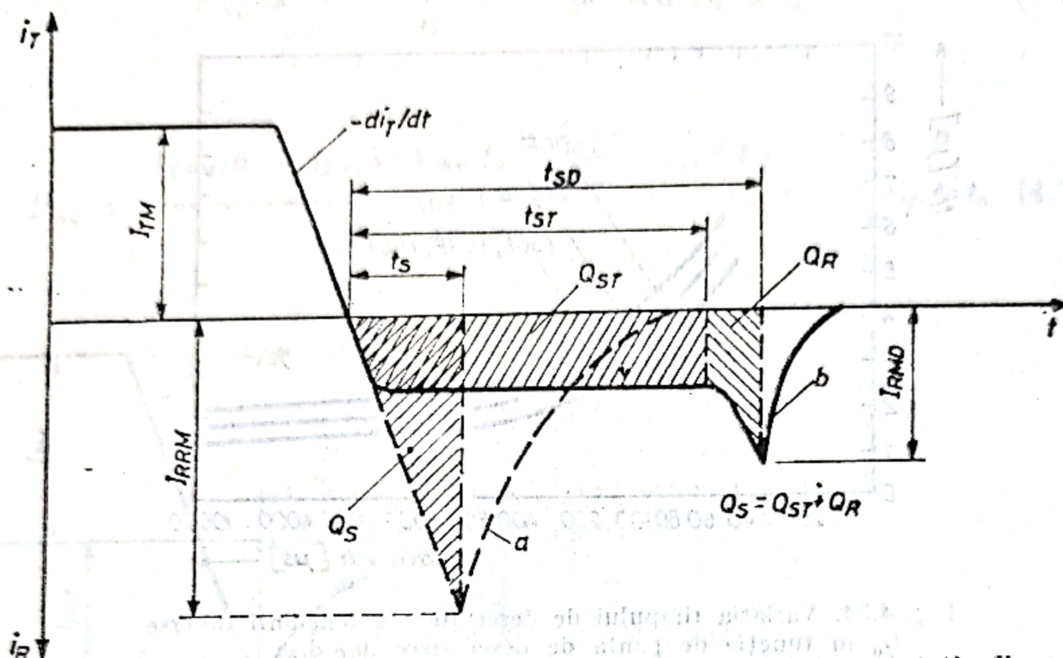


Fig. 4.55. Forma de undă a curentului prin tiristor în regimul de comutație din conducție în blocare în cazul utilizării unei reactanțe de comutație.

Calculul pierderilor de putere pentru această variantă se face astfel:

- Se determină valoarea sarcinii stocate Q_s cunoscînd valorile I_{TM} și $-di/dt$;
- Se alege reactanța de comutare caracterizată de curentul de saturație I_{Rst} și de timpul de creștere t_{st};
- Se determină valoarea de vîrf a curentului invers I_{RM} ținînd cont de cele două situații posibile

— S1 : $Q_s \leqslant Q_{st}$ $(Q_{st} = I_{Rst}t_{st})$

caz în care $I_{RRM} = I_{Rst}$

— S2 : $Q_s > Q_{st}$

caz în care $I_{RRM} = [I_{Rst}^2 + 2(Q_s - Q_{st})\, di/dt]^{1/2}$

Determinarea puterii disipate în comutație se face în continuare cu relația (4.79).

Exemple de proiectare

1. Un tiristor *T195F1200EFC* trebuie să funcționeze în regim de conducție cu impulsuri dreptunghiulare de curent cu $I_{TM} = 200$ A, durata $T/2 = 500$ µs și frecvența de repetiție $f_0 = 1$ kHz. Viteza de variație a curentului este $\pm di_T/dt = 40$ A/µs. Tiristorul este supus după conducție la o tensiune inversă $V_{RM} = 800$ V, viteza de creștere a tensiunii inverse fiind $dv/dt = 1000$ V/µs.

— Care este energia disipată în timpul comutării din conducție în blocare?

— Care este puterea în timpul comutării din conducție în blocare?

— Care este temperatura maximă a capsulei, T_c, ținînd cont de puterea disipată în timpul comutării din conducție în blocare?

Din curbele de catalog $Q_s(-di_T/dt)$ ale tiristorului $T195F$ pentru $I_{TM}=200$ A și $-di/dt=$ $= 40$ A/μs, rezultă:

$$Q_s = 130\ \mu As$$

$$I_{RRM} = \left[\left|-\frac{di_T}{dt}\right| 2Q_s\right]^{1/2} = [40\ A/\mu s \times 2 \times 130\ \mu As]^{1/2} = 105\ A$$

Din figura 4.54 rezultă pentru tiristorul $T195F$ la $dv_R/dt = 1000$ V/μs.

$$t_{fo} = 1{,}85\ \mu s,$$

iar din valorile $V_{RM} = 800$ V și $dv_{RM}/dt = 1000$ V/μs, rezultă

$$t_0 = \frac{V_{RM}}{dv_R/dt} = \frac{800V}{1000\ V/\mu s} = 0{,}8\ \mu s.$$

Deoarece $t_{fo} > t_0$, puterea în comutație P_{RQ} se calculează cu relația (4.79)

$$I_{RO} = \frac{I_{RRM}}{t_{fo}}(t_{fo} - t_0) = \frac{105A}{1{,}45/\mu s}(1{,}45/\mu s - 0{,}8\ \mu s) \approx 47\ A,$$

$$P_{RQ} = \frac{(I_{RRM}/6 + I_{RO}/3)V_{RM}t_o + I_{RO}V_{RM}(t_{fo} - t_0)/2}{t_{fo}} =$$

$$= \frac{(105\ A/6 + 47A/3) + 800V \times 8\ \mu s + 47A \times 800V(1{,}45\ \mu s - 0{,}8\ \mu s)/2}{1{,}45\mu s} =$$

$= 25\,660$ W,

$$W_{RQ} = P_{RQ}t_{fo} \approx 47{,}5\ mWs.$$

Din tabelul 4.11, pentru $T195F$ avem $W_{RQM}=55$ mWs, deci cum $W_{RQ} < W_{RQM}$ rezultă că nu sînt necesare precauții pentru reducerea energiei de comutație (reactanță de comutație etc.).

Puterea medie suplimentară datorată comutației este

$$P_{RQAV} = P_{RQ} \times t_{fo} \times f_0 = 25.660W \times 1{,}85\ \mu s \times 10^3 s^{-1} = 47{,}5\ W.$$

Supracreșterea de temperatură datorată puterii diispate la comutarea din conducție în blocare este

$$\Delta T_{fo} = P_{RQAV}R_{th\ fo} = 47{,}5\ W \times 0{,}127°C/W \simeq 6{,}1°C.$$

Avînd în vedere puterea disipată în conducție (vezi exemplul dat la utilizarea diagramelor PAC), rezultă că $T_{c\,max}$ trebuie redus de la valoarea $T_c = 103{,}5$°C la valoarea

$$T_c = 103{,}5°C - 6{,}1°C = 97{,}4°C$$

2. *Utilizarea reactanței de comutare*

Un tiristor cu răcire unilaterală (bază plată) are un regim de conducție cu impulsuri dreptunghiulare cu $I_{TM}= 550$ A, $\pm di/dt = 100$ A/μs, cu durata $T_0/4=100$ μs și cu frecvența de repetiție $f_0 = 2{,}5$ kHz. Tensiunea de blocare înainte de comutație este $V_{DM} =500$ V. După comutație tiristorul este polarizat invers la $V_{RM} = 900$ V, $dv_R/dt = 600$ v/μs.

— Ce sistem de răcire trebuie utilizat în acest caz?

Valoarea $I_{TM}=550$ A, orientează opțiunile spre tiristoarele rapide în capsula $E50$ ($T195F$ sau $T\ 290F$).

Dn diagrama PAC a tiristoruui $T195F$, timpul de extindere al ariei de conducție la comutație este $t_r + t_{sp} = 90$ μs. Durata stării de conducție $t_p = 100\ \mu s > 0{,}6\ (t_r + t_{sp}) = 54$ μs, permite utilizarea tiristorului $T195F$ în această aplicație.

Curentul eficace este:

$$I_{TRMS} = I_{TM}\left[\frac{t0}{T}\right]^{1/2} = 500A\left[\frac{T/4}{T}\right]^{1/2} = 275\ \ A$$

deci $I_{TRMS} < I_{TRMSM} = 450$ A dat în catalog pentru $T195F$.

Avînd în vedere că frecvența de lucru $f_0 = 2{,}5$ kHz > 50 Hz din curba $di/dt_{crit}(f_0)$ — vezi figura 4.12, valoarea limită a parametrului di/dt_{crit} trebuie corectată cu factorul $C = 0{,}41$.

$$di/dt_{max} = C\ \ di/dt_{crit} = 0{,}41 \cdot 200\ \ A/\mu s = 82\ \ A/\mu s.$$

Rezultă că pentru a utiliza tiristorul $T195F$ în condițiile $f_0 = 2{,}5$ kHz și $di/dt = 100$ A/μs ***este necesară utilizarea unei reactanțe de comutație.***

Alegînd un curent de palier $I_{ST} = 40$A (rezonabil de obținut cu o rezistență conectată în paralel pe inductanță) se poate construi o diagramă pentru determinarea timpului de menținere a curentului de palier cu aceea din figura 4.56.

Utilizînd diagrama *PAC* a tiristorului $T195F$ se determină prin integrare grafică puterea corespunzătoare regimului de comutație și conducție (conform figurilor 4.57 și 4.58), rezultă

$$t_p = 105 \ \mu s \ \text{ și } \ P_{TP} = 1850 \ \text{W}.$$

Puterea medie corespunzătoare regimului de conducție și comutație este $P_{TPAV} = P_{TP}t_pf_0 = = 1850 \ \text{W} \times 105 \ \mu s \times 2{,}5 \times 10^3 s^{-1} \simeq 486 \ \text{W}$.

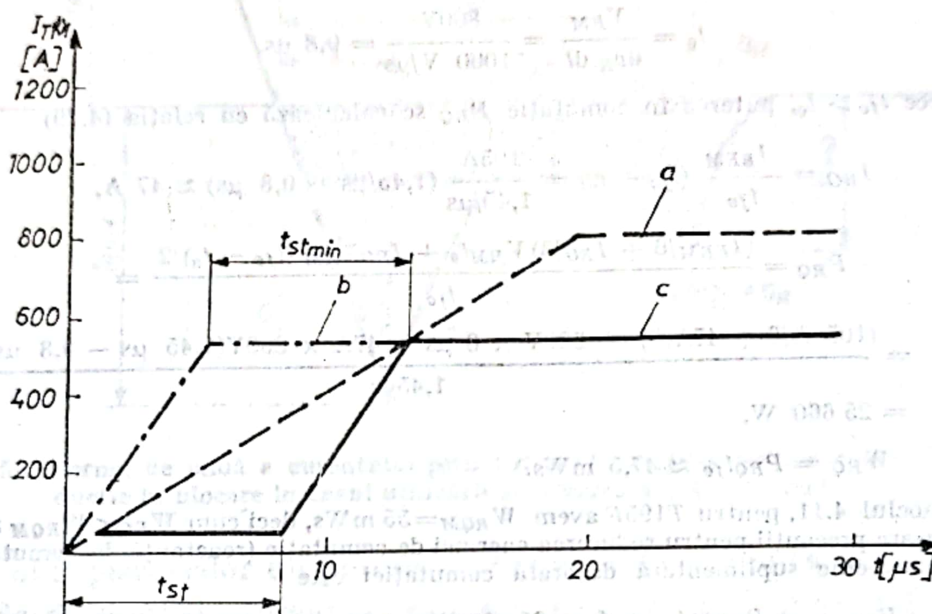


Fig. 4.56. Diagramă pentru determinarea parametrilor reactanței de comutație. (a) Forma de undă limită a curentului de conducție pentru tiristorul $T195F$ ($I_{TM} = 800$ A, $di/dt_{crit} = 82$ A/μs) la $f_0 = 2{,}5$ kHz (conform datelor de catalog). (b) Forma de undă a curentului în cazul cînd nu se utilizează reactanța de comutație ($I_{TM} = 450$ A, $di/dt = 100$ A/μs (c) Forma de undă a curentului în cazul utilizării unei reactanțe de comutație a curentul de prag $I_{ST} = 40$ A și $t_{st} \simeq 8$ μs.

Creșterea de temperatură datorată acestei puteri este

$$\Delta T_{jc_1} = P_{TPAV} \ R_{th}{}'_{j-c} = P_{TPAV}(R_{th}{}'_{j-c}|_{DC} + \Delta r|_{15°}) =$$
$$= 486 \ \text{W} \ (0{,}12°\text{C/W} + 0{,}04°\text{C/W}) \approx 77°\text{C}$$

Deci creșterea de temperatură datorată regimului de comutație și conducție este $\Delta I_{j-c_1} \approx 77°$C.

Pentru calcularea supracreșterii de temperatură datorată puterii disipate în timpul comutării din conducție în blocare procedăm astfel :

— din diagrama de proiectare a reactanței (vezi figura 4.56), avem :

$$I_{RST} = I_{TST} = 40 \ \text{A}$$

$$t_{st} = 7{,}8 \mu s$$

$$Q_{st} = I_{RST} \, t_{st} = 310 \ \mu\text{As}$$

— din datele de catalog pentru $T195F$ la $I_{TM} = 550$ A și $di_T/dt = 100$ A/μs, avem :

$$Q_s \simeq 260 \ \mu\text{As} < Q_{st} = 310 \ \mu\text{As}$$

deci :

$$I_{RMD} = I_{RST} = 40 \ \ A = I_{RRM}.$$

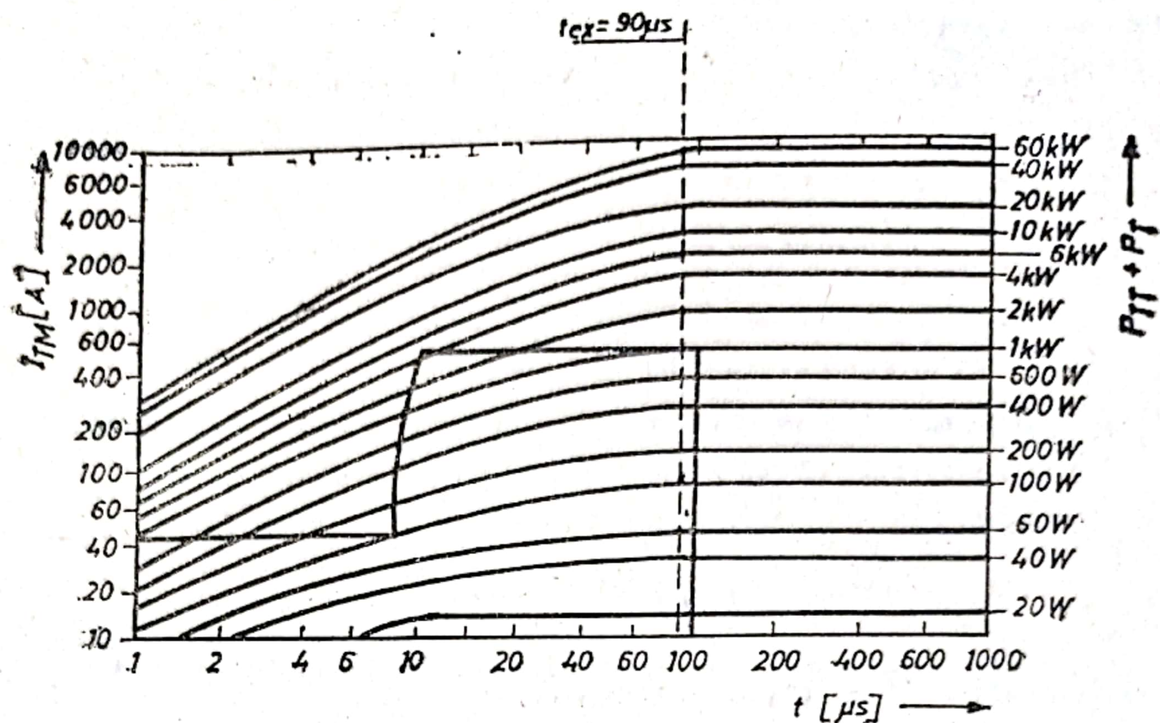


Fig. 4.57. Diagrama *PAC* a tiristorului *T195F* pentru aplicația dată.

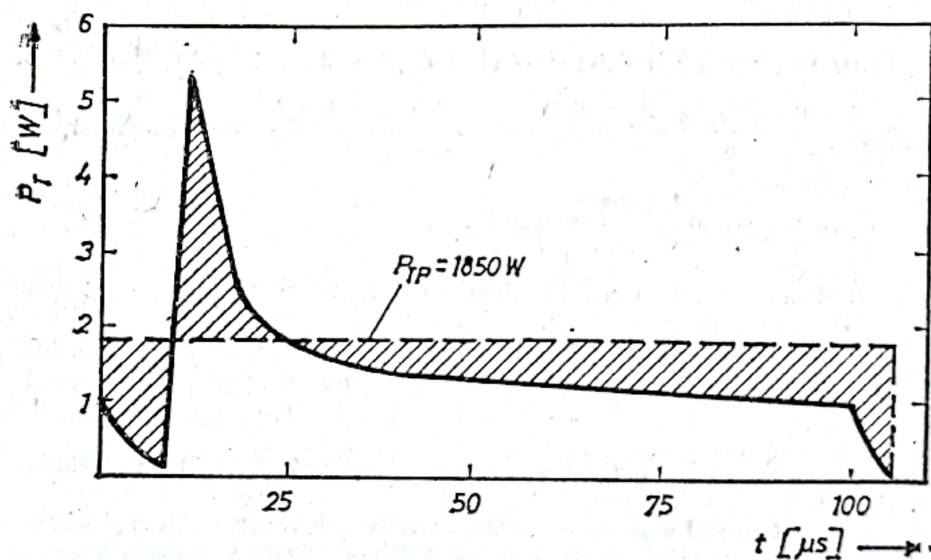


Fig. 4.58. Diagramă pentru determinarea grafică a puterii medii corespunzătoare regimului de comutație și conducție.

— din figura 4.54 pentru tiristorul *T195F* la $dv_R/dt = 600$ V/μs, avem $t_{FO} = 1{,}5$ μs.

Timpul de creștere al tensiunii inverse în cazul aplicației date este:

$$t_0 = \frac{V_R}{dv_R/dt} = \frac{800\text{V}}{600\ \ \text{V/μs}} = 1{,}5\ \ \text{μs}$$

deci, cum $t_{FO} = t_0$, vom calcula puterea de comutație din conducție în blocare cu relația (4.78)

$$P_{RQ} = \frac{(dv_R/dt)\, t_{FO} I_{RRM}}{6} = \frac{600\ \ \text{V/μs} \times 1{,}5\text{μs} \times 40\text{A}}{6} = 6000\text{W},$$

iar energia corespunzătoare este

$$W_{RQ} = P_{RQ}\, t_{fo} = 6000 \text{ W} \times 1{,}5 \ \mu\text{s} = 9\text{mWs} < W_{RQM} = 60 \text{ mWs}$$

(din *Tabelul 4.11*)

Puterea medie se calculează astfel

$$P_{RQAV} = P_{RQ} \frac{t_{FO}}{T} = 6000 \text{ W} \frac{1{,}5 \ \mu\text{s}}{400 \ \mu\text{s}} = 22{,}5 \text{ W},$$

iar supracreşterea de temperatură

$$\Delta T_{jc2} = P_{RQAV} R_{th\, j-c}|_{\theta=90^0} = 22{,}5 \text{ W} \times 0{,}16°\text{C/W} = 3{,}6°\text{C}.$$

Valoarea maximă a temperaturii capsulei în funcţionare se determină astfel:

$$T_{c\, max} = T_{vj\, max} - (\Delta T_{jc1} + \Delta T_{jc2}) = 125°\text{C} - (77°\text{C} + 3{,}6°\text{C}) = 44{,}4°\text{C}.$$

Sistemul de răcire utilizabil trebuie să satisfacă următoarea condiţie:

$$R_{th\, c-a} \leqslant \frac{T_{c\, max} - T_{a\, max}}{P_{tot}}$$

Cum pentru sistemele de răcire cu aer T_{amax}=40°C rezultă că trebuie optat pentru un sistem de răcire cu apă ($T_{a\, max}$ = 20°C), deci

$$R_{th\, c-a} \leqslant \frac{44{,}4°\text{C} - 20°\text{C}}{486 \text{ W} + 22{,}5 \text{ W}} = 0{,}049°\text{C/W}$$

Dacă nu se utiliza reactanţa de comutare atunci

$$I_{RRM} = [|-di_T/dt|\ 2Q_s]^{1/2} = [100 \text{ A}/\mu\text{s} \times 2 \times 260 \ \mu\text{As}]^{1/2} = 230 \text{ A}$$

$$P_{RQ} = \frac{dv_R/dt\, t_{fo}\, I_{RRM}}{6} = \frac{600 \text{ V}/\mu\text{s} \times 1{,}5 \ \mu\text{s} \times 230 \text{ A}}{6} = 34.500 \text{ W și}$$

$$P_{RQAV} = 34 \cdot 500 \frac{1{,}5 \ \mu\text{s}}{400 \ \mu\text{s}} \simeq 130\text{W},$$

de circa 5,3 ori mai mare decît în cazul utilizarii reactanţei şi ΔT_{jc2} = 20,8°C — valoare ce exclude un sistem de răcire fizic realizabil.

BIBLIOGRAFIE

1. *A. Vătăşescu ş.a.*, **Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare**, Editura Tehnică, Bucureşti, 1975.
2. *N. Iosif ş.a.*, **Tiristoare şi module de putere. Catalog.** Editura Tehnică Bucureşti, 1984.
3. * * * **GENERAL ELECTRIC, SCR Manual Fifth Edition**, Syracuse 1972.
4. *R. J. Chaffin*, **Microwave Semiconductor Devices. Fundamentals and Radiation Effects**, John Wiley and Sons Inc., 1973.
5. *M. Udrea-Spenea*, **Defectarea joncţiunilor pn la aplicarea supratensiunilor.** Notă tehnică, I.P.R.S. Băneasa, oct. 1985.
6. *A. Blicher*, **Thyristor physics**, Springer Verlag, New York 1976.
7. *M. Udrea-Spenea*, **Stabilitatea termică în funcţionare a joncţiunilor pn.** Notă tehnică, I.P.R.S. Băneasa, feb. 1984.
8. *W. Bösterling*, **Concerning the turn-on and turn-off power losses in fast thyristors**, Technical Information 4, AEG-TELEFUNKEN.
9. * * * **AEG-TELEFUNKEN, Gate turn-off thyristors**, Technical Data, 1985.
10. *W. Bösterling, K. A. Rüther, A. Tscharn*, **Dynamic Characteristics of Thyritors — Today** Technical Information 9, AEG-TELEFUNKEN.

5. Măsurarea şi verificarea caracteristicilor

După cum am arătat anterior caracteristicile dispozitivelor semiconductoare sînt mărimi accesibile măsurării sau verificării cantitative. Pentru a evita ambiguităţile ce pot rezulta din modalităţile diferite de măsurare şi verificare, *metodele de măsură şi de verificare sînt precizate complet în documentele normative* (standarde tehnice de ramură, caiete de sarcini) şi standarde de stat (STAS-uri). Mai mult, avînd în vedere *concordanţa standardelor din R.S.R. cu standardele internaţionale* (*CEI*, *Interelectro*) *şi cu standardele din ţările industriale avansate* (Franţa, RFG, SUA etc.), se poate afirma că există o mare similitudine între modul de măsurare şi verificare a caracteristicilor dispozitivelor semiconductoare de putere fabricate la *IPRS-BĂNEASA* şi cel practicat de firmele similare din lume. Este asigurată astfel posibilitatea interşanjabilităţii dispozitivelor realizate de diferiţi producători în baza precizării valorii cîtorva caracteristici.

În mod uzual există mai multe tehnici de evaluare a unei caracteristici :

- Măsurarea *directă* — utilizînd un aparat specializat de măsurare a mărimii fizice respective (curent, tensiune, forţă, frecvenţă etc.). Precizia cu care se măsoară caracteristica depinde în principal de clasa de precizie a aparatului.

- Măsurare *indirectă* — în situaţia în care o caracteristică este descrisă printr-o relaţie matematică între două sau mai multe mărimi direct măsurabile. Astfel de mărimi sînt spre exemplu rezistenţa dinamică aparentă r_T, coeficientul de variaţie cu temperatura al tensiunii de stabilizare α_{VZ}, puterea disipată etc. Precizia de evaluare a unei astfel de caracteristici este o funcţie mai complicată ce depinde de clasele de precizie ale instrumentelor folosite şi de relaţia ce se stabileşte între mărimile direct măsurabile.

- Determinarea valorii unei caracteristici — în baza măsurării unor mărimi şi a cunoaşterii variaţiei unor parametrii cu aceste mărimi se determină prin *calcul* valoarea caracteristicii. Este cazul, spre exemplu, al rezistenţei termice care se determină prin calcul, cunoscînd dependenţa liniară a tensiunii în condiţie cu temperatura.

  În principiu precizia determinării depinde pe de o parte de clasa de precizie a aparatelor utilizate la măsurarea directă a unora din mărimi şi pe de altă parte de gradul de concordanţă al variaţiei parametrului utilizat al dispozitivului respectiv cu variaţia tipică presupusă.

- *Verificarea* unei caracteristici — în situaţia în care o caracteristică se referă la comportarea dispozitivului la o anumită solicitare şi nu există o mărime direct măsurabilă care să descrie comportarea dispozitivului în

timpul solicitării se utilizează următoarea metodă de evaluare a caracteristicii :

— se măsoară una sau mai multe caracteristici semnificative înainte de aplicarea solicitării (se aleg în general caracteristicile ce sînt cel mai puternic afectate de solicitare) ;

— se aplică solicitarea prevăzută ;

— la un timp după încetarea solicitării (timp necesar pentru revenirea dispozitivului în starea de echilibru) se remăsoară caracteristicile semnificative (bineînţeles în condiţiile identice cu cele dinaintea solicitării).

În urma comparaţiei între valorile măsurate înainte şi după aplicarea solicitării se stabileşte conformitatea dispozitivului din punctul de vedere al caracteristicii verificate. În general, cum la verificarea unei caracteristici de acest tip rezultatul este calitativ (corespunde, nu corespunde) este importantă precizia cu care se măsoară caracteristicile semnificative înainte şi după solicitare (definită de clasa de precizie a aparatelor folosite) precum şi precizia instrumentelor cu care se aplică solicitarea (atenţie, în general prin depăşirea nivelului prescris pentru o solicitare se poate depăşi sistemul de valori limită absolută).

5.1. Verificarea caracteristicilor mecanice

Verificarea caracteristicilor mecanice pentru un dispozitiv semiconductor de putere presupune :

● *Verificarea conformităţii dimensionale şi constructive a dispozitivului* care se face cu instrumente uzuale de măsurare a dimensiunilor (şubler, micrometru) sau cu instrumente speciale de măsurare a planeităţii şi rugozităţii pentru zonele de contact termic şi electric. În cazul în care este necesar, se poate proceda şi la o analiză aprofundată a materialelor utilizate în construcţia dispozitivului. Această analiză este posibilă doar în laboratoare specializate pentru astfel de determinări ;

● *Verificarea comportării dispozitivului la solicitările mecanice prevăzute în sistemul de valori limită absolută mecanice.*

Cum modul de verificare este descris în amănunţime în standardele menţionate în §4.2 şi în documentele normative ale produselor nu vom proceda la descrierea lor. Vom face totuşi o recomandare : *este imperativă respectarea cu stricteţe a tuturor etapelor prevăzute pentru efectuarea unei astfel de verificări* (precondiţionarea, respectiv pregătirea probelor în vederea încercării, condiţionarea, respectiv aplicarea solicitării cu respectarea strictă a gradului de severitate prevăzut şi postcondiţionarea, asigurarea perioadei necesare pentru revenirea în stare de echilibru).

Verificarea conformităţii dispozitivului se face prin evaluarea integrităţii mecanice a capsulei (examen vizual obişnuit sau cu mijloace optice de mărire : lupă, microscop) şi prin măsurarea unor caracteristici electrice semnificative (curent invers, tensiune în conducţie etc.).

5.2. Verificarea caracteristicilor climatice

Verificarea caracteristicilor climatice pentru un dispozitiv semiconductor de putere presupune:

- *Verificarea conformității tipurilor și grosimilor acoperirilor de protecție* (acoperiri electrochimice, eloxări, lăcuiri). Aceste verificări se fac pe baza metodologiilor elaborate de institute specializate (*ICPE*) în laboratoare specializate, dotate în mod corespunzător.
- *Verificarea comportării dispozitivelor la solicitările climatice prevăzute în sistemul de valori limită absolută climatice.*

Modul de efectuare al încercărilor climatice este descris în amănunțime în standardele de încercări climatice în § 4.2. Severitatea încercărilor, criteriile de evaluare și verificarea după solicitare sînt prevăzute în documentele normative ale dispozitivului. Ca și în cazul verificărilor caracteristicilor mecanice *este imperios necesară respectarea cu strictețe a secvenței de încercare și a severității solicitării.*

Menționăm de asemenea că proiectantul (respectiv realizatorul) de echipamente poate asigura protecții superioare din punct de vedere climatic chiar în condițiile utilizării unor dispozitive normale ca performanțe. Metodele recomandate constau în aplicarea unor lacuri de protecție sau de compundare a cablajelor, în realizarea unor carcase judicioase proiectate care asigură protecția la acțiunea agenților agresivi (umezeală, praf etc.)

5.3. Măsurarea și verificarea caracteristicilor electrice

Măsurarea (verificarea) caracteristicilor electrice constituie un instrument de evaluare folosit de producător și utilizator în următoarele situații:

- *În timpul procesului de fabricație* a dispozitivelor pentru evaluarea calității și stabilității unor procese tehnologice. Astfel, pentru evaluarea proceselor de impurificare controlată se pot măsura tensiuni de străpungere, caracteristici de aprindere, tensiuni în conducție, etc. Evaluarea proceselor de montaj (lipiri, alieri, suduri) se face în general prin măsurarea caracteristicilor de conducție, a rezistenței și impedanței termice tranzitorii. Metodele de măsurare sînt stabilite în aceste cazuri de producător.
- Pentru *sortarea finală a dispozitivelor* — în acest caz măsurătorile stabilesc conformitatea produsului cu documentele normative și se execută în condiții precizate. Aceste măsurători trebuie să dea rezultate reproductibile în cazul repetării lor.
- Pentru *controlul de calitate la recepționarea produselor* — în acest caz măsurătorile se execută fie la producător fie la utilizator pe eșantioane alese conform metodologiei standardizate de controlul statistic. Condițiile și metodele de măsurare sînt în conformitate cu documentele normative ale produsului.
- Pentru *caracterizarea produsului* — în acest caz măsurătorile se efectuează în vederea *stabilirii complete a performanțelor unui dispozitiv. Condițiile și metodele de măsuare sînt în acest caz diferite de cele prevăzute în documentele normative.* Pe baza acestor măsurători se obțin informații despre evoluția în timp a valorilor tipice, despre stabilitatea proceselor

tehnologice. De asemenea, aceste măsurători se pun la dispoziţia utilizatorilor (prin cataloage, note tehnice etc.)

Condiţiile standard normale în care se efectuează măsurătorile şi încercările sînt următoarele:

— temperatura mediului ambiant: 25 ± 5°C
— umiditatea relativă: max. 80%
— presiunea atmosferică: 98,4...102 kPa
— frecvenţa reţelei de alimentare: 50 Hz ± 3 Hz

De asemenea, în schemele de măsură de principiu date în normele tehnice, abaterile de la valorile specificate pentru componente sînt de ± 5%.

Se admite, de asemenea, ca imprecizia maximă asupra unei valori măsurate în curent alternativ poate fi de 5% iar în curent continuu de 3%.

Pentru măsurarea caracteristicilor de conducţie în curent continuu se admite un nivel maxim al pulsaţiei vîrf la vîrf al sursei de curent de 10%. Pentru măsurarea caracteristicilor inverse şi de blocare, nivelul vîrf la vîrf al pulsaţiei sursei de tensiune nu trebuie să depăşească 1%; de asemenea, nu trebuie să apară tensiuni tranzitorii care să depăşească vreuna din valorile limită absolută.

Se impune de asemenea reducerea la cel mai mic nivel posibil al capacităţilor parazite şi al inductanţelor reziduale. Toate măsurătorile se vor efectua în condiţii de echilibru termic al dispozitivului.

5.3.1. Măsurarea şi verificarea caracteristicilor în regim de conducţie

Măsurarea tensiunii în conducţie.

Schema de principiu pentru măsurare este dată de figura 5.1.

Generatorul de curent trebuie să asigure injectarea unui curent cu valoare reglabilă. Forma de undă a curentului poate fi semisinusoidală sau trapezoidală. Factorul de umplere (raportul dintre durata impulsurilor

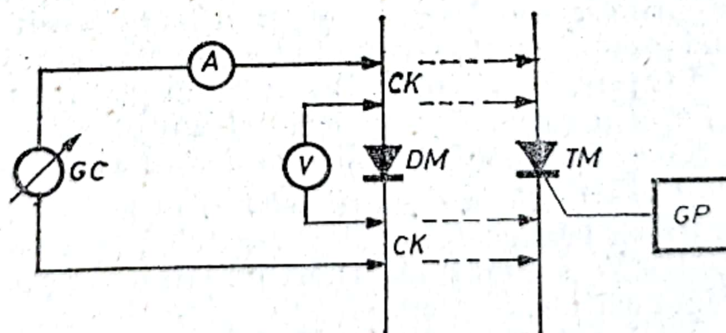


Fig. 5.1. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea tensiunii în conducţie $V_F(V_T)$.

de curent şi perioada lor de repetiţie) trebuie să asigure condiţia de echilibru termic a dispozitivului măsurat. Viteza de creştere a curentului (di/dt) va fi limitată la o valoare inferioară valorii limită absolută (fie prin construcţia generatorului fie prin utilizarea unei inductanţe de limitare).

Ampermetrul (de tip analogic sau digital) trebuie să asigure măsurarea *valorii de vîrf* a curentului injectat. Ampermetrul se poate înlocui cu un

şunt calibrat avînd conectat în paralel un voltmetru de precizie corespunzătoare.

Voltmetrul (de tip analogic sau digital) trebuie să asigure măsurarea valorii tensiunii în conducţie la un moment cît mai apropiat de momentul măsurării curentului.

Conectarea dispozitivului în circuitul de măsurare se va face *în mod obligatoriu prin contacte Kelvin* (contacte în 4 puncte).

Pentru tiristoare este necesară fie utilizarea unui generator de comandă pe poartă (comandat de generatorul de curent) fie realizarea amorsării prin conectarea porţii la anod.

Schema permite efectuarea următoarelor măsurători:

— ridicarea caracteristicii $V_F(I_F)$ sau $V_T(I_T)$ şi deducerea prin calcul a parametrilor V_{TO} şi r_T pentru determinarea caracteristicii de aproximare a dispozitivului;

— măsurarea tensiunii maxime în conducţie V_{FM}, respectiv V_{TM}, la curentul I_{FM} (respectiv I_{TM}) precizat în documentul normativ sau în datele de catalog.

Măsurarea curentului de menţinere I_H.

Schema de principiu pentru măsurare este cea din figura 5.2.

Pentru măsurare se procedează în următorul mod: se aduce R_1 la valoarea minimă ($R_1 = 0$); se amorsează tiristorul prin închiderea întrerupătorului K (curentul prin tiristor este de aproximativ 1 A).

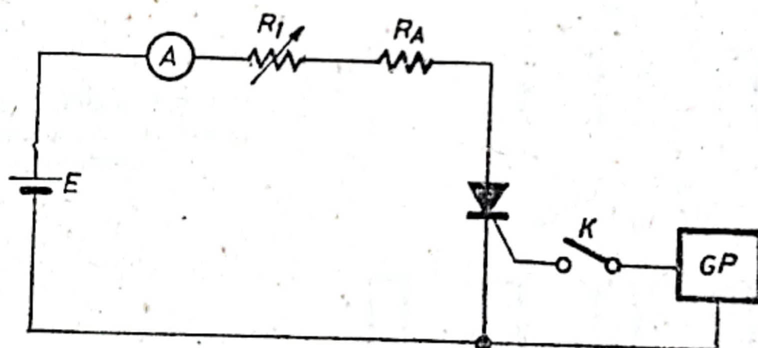


Fig. 5.2. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea curentului de menţinere I_H.

$$I_T = \frac{V_D - V_T(1\text{A})}{R_A} \approx \frac{6\text{V} - 1\text{V}}{5\Omega} = 1\text{A}$$

Se deschide întrerupătorul K şi se măreşte progresiv valoarea rezistenţei R_1. Se citeşte valoarea curentului în momentul ce precede dezamorsarea tiristorului (curentul scade brusc la zero). Utilizînd o incintă termostatată se poate determina variaţia curentului de menţinere I_H cu temperatura.

Măsurarea curentului de acroşaj I_L.

Schema de principiu pentru măsurare este cea din figura 5.3.

Modul de lucru este următorul: se închide întrerupătorul K, cu rezistenţa R_1 la valoarea maximă. După fiecare impuls de comandă pe

poartă curentul prin tiristor trebuie să se anuleze. Se micşorează treptat valoarea rezistenţei R_1 (se creşte în acest mod valoarea curentului I_T).

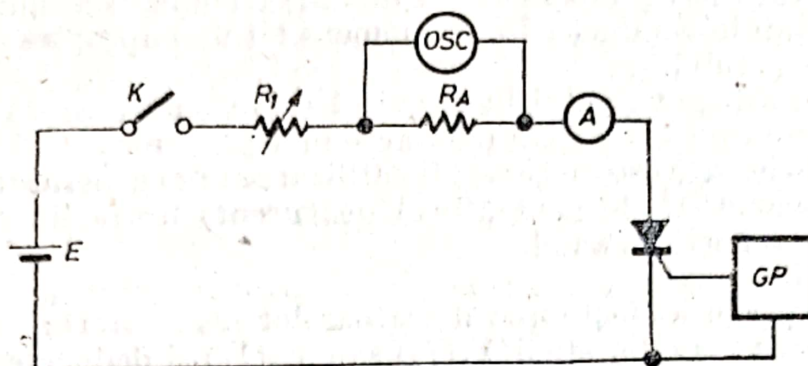


Fig. 5.3. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea curentului de acroşaj I_L.

Curentul de acroşaj I_L este curentul prin tiristor (măsurat pe ampermetru) pentru care la finele impulsului de comandă tiristorul rămîne în conducţie (vezi figura 5.4)

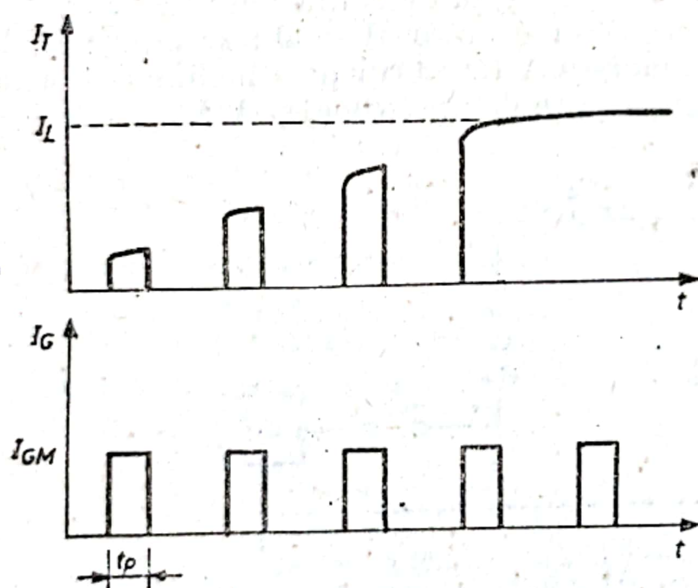


Fig. 5.4. Formele de undă vizualizate pe osciloscop la măsurarea curentului de acroşaj.

Utilizînd o incintă termostatată se poate măsura variaţia curentului de acroşaj I_L cu temperatura.

Măsurarea coeficientului de variaţie a tensiunii în conducţie cu temperatura α_{VF} **(**α_{VT}**).**

Schema de principiu pentru măsurarea acestui parametru este cea din figura 5.5.

Sursa de curent şi voltmetrul trebuie să fie de precizie corespunzătoare. Temperatura incintei trebuie să fie constantă pe perioada măsurătorilor. În mod uzual sînt folosite băi cu ulei termostatate care asigură o mare stabilitate a temperaturii. Se reglează curentul de măsură (în gene-

ral la o valoare cuprinsă în gama 10 mA . . .1 A) şi se măsoară tensiunea în stare de conducţie la temperatura reglată. Panta calculată a dreptei $V_F(T)$ sau $V_T(T)$ dă valoarea parametrului α_{VF} respectiv α_{VT}. Menţionăm că în cazul tiristoarelor, pentru nivele mici ale curentului de polarizare pot să apară discontinuităţi în variaţia $V_T(T)$ datorate conducţiei parţiale (pe o arie limitată). În acest caz este necesară alegerea unui curent de polarizare mai mare.

Valorile tipice ale acestor coeficienţi sînt $\alpha_{VF} = -1{,}8 \ldots -2{,}1$ mV/°C pentru diode şi $\alpha_{VT} = -2 \ldots -2{,}5$ mV/°C. Pentru curenţi de conducţie mari aceste valori nu mai sînt valabile (α_{VF}, α_{VT} devin pozitivi).

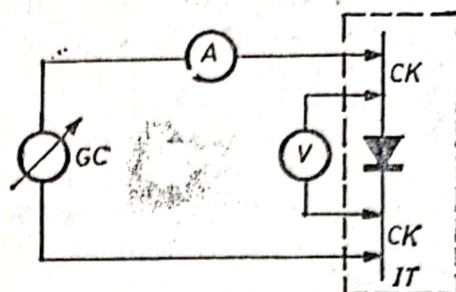


Fig. 5.5. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea coeficientului de variaţie cu temperatura a tensiunii în conducţie $\alpha_{VF}(\alpha_{VT})$.

Verificarea comportării la suprasarcină de curent I_{FSM}, I_{TSM}.

Avînd în vedere că I_{FSM} şi I_{TSM} sînt valori limită absolută, verificarea comportării dispozitivelor la această solicitare se face periodic (la repetarea probelor de tip) pe un eşantion restrîns. Verificarea constă în compararea unor parametrii electrici (I_{RM}, I_{DM}, V_{FM}, V_{TM}) înainte şi după aplicarea solicitării. Schema de principiu a montajului pentru aplicarea suprasarcinii este cea din figura 5.6.

Întrerupătorul K trebuie să asigure prin închidere aplicarea unui singur impuls de suprasarcină de curent de formă sinusoidală cu durata de 10 ms (trebuie să fie comandat la trecerea prin zero a tensiunii de bornele transformatorului T_1 — zeci de A . . .20 kA. Concomitent, genera-

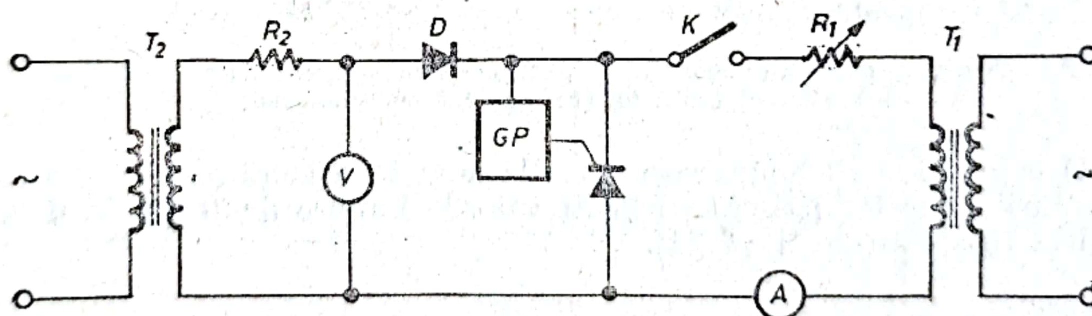


Fig. 5.6. Schema de principiu a montajului pentru încercarea tiristoarelor (diodelor) la solicitarea de suprasarcină de curent $I_{TSM}(I_{FSM})$.

torul de poartă trebuie să asigure comanda fermă de amorsare. Transformatorul T_2 asigură aplicarea tensiunii inverse — sute de V — pe tiristor după aplicarea impulsului de suprasarcină de curent (se aplică numai semialternanţa negativă prin dioda D). În timpul aplicării tensiunii inverse, comanda pe poartă trebuie să fie anulată. Transformatoarele T_1 şi T_2 sînt alimentate de la aceeaşi fază (pentru a asigura sincronizarea anulării curentului de suprasarcină cu aplicarea tensiunii inverse).

Verificarea comportării la diferite regimuri de curent de conducție: I_{TOV}, I_{TOVM}, I_{TINT}, I_{TM}, I_{TAV}, I_{Teff}.

În general buna funcționare în regimurile de curent de conducție definite ca valori limită absolută este validată prin măsurarea unor caracreristici electrice (V_{TM}, Z_{th}, R_{th} etc.). Periodic, la repetarea probelor de tip, se efectuează și încercări de funcționare în astfel de regimuri cu o durată precizată (de ex. 168 ore, 500 ore, 1000 ore). Efectul solicitării asupra dispozitivului este evaluat prin măsurarea unor caracteristici electrice (curenți inverși sau de blocare I_R, I_D, tensiune în stare de conducție V_{FM}, V_{TM}) după terminarea încercării.

5.3.2. Măsurarea și verificarea caracteristicilor în regim de blocare și polarizare inversă

Măsurarea curenților reziduali I_{RM}, I_{DM}.

Schema de principiu pentru măsurarea acestor parametrii este dată în figura 5.7.

În funcție de precizările făcute în documentul normativ se reglează valoarea tensiunii inverse (sau de blocare în cazul tiristoarelor) și a temperaturii de referință a dispozitivului.

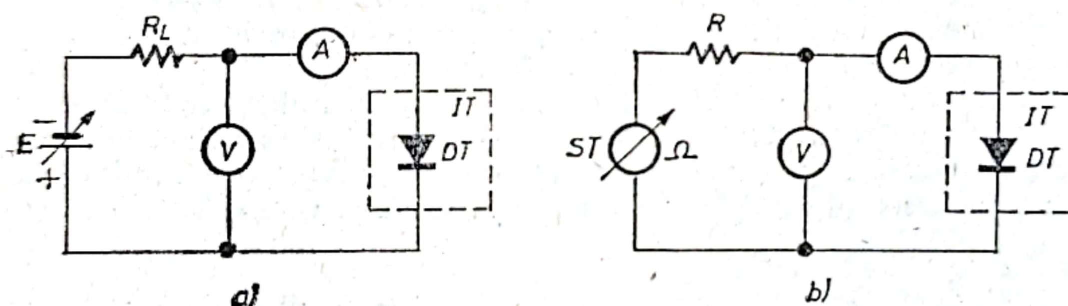


Fig. 5.7. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea curentului rezidual I_{DM}, I_{RM} (*a*) — curent continuu, (*b*) — curent semisinusoidal.

O precauție ce trebuie respectată la această măsurătoare este cea a respectării valorilor prescrise pentru valorile impuse dv/dt atît la diode cît și la tiristoare (vezi §4.2.4).

Verificarea comportării la aplicarea tensiunii inverse de vîrf accidentale V_{RSM} sau a tensiunii de vîrf accidentale în stare blocată V_{DSM}.

Schema de principiu pentru verificarea acestor valori limită absolută este cea din figura 5.8.

Cu întrerupătorul K deschis se reglează tensiunea sinusoidală la valoarea prescrisă în documentele normative.

Se reglează temperatura de referință cu ajutorul incintei termostatate.

Se comandă închiderea întrerupătorului K pentru o semiperioadă. În situația în care documentul normativ prevede aplicarea mai multor impulsuri se va utiliza un comutator electronic programabil.

Modul de evaluare al comportării dispozitivului la această solicitare constă în compararea curenţilor reziduali I_{RM} sau I_{DM} măsuraţi la tensiunile precizate în documentul normativ. În mod uzual $V_{RM} = V_{RWM}$ respectiv $V_{DM} = V_{RWM}$.

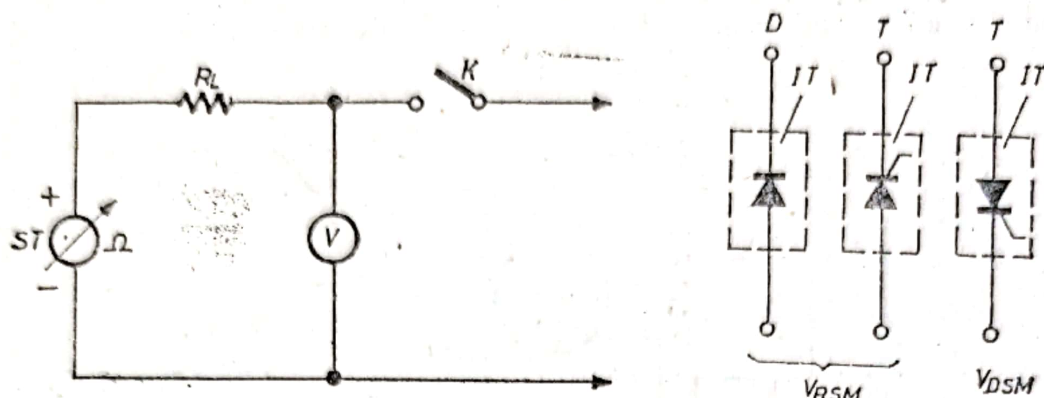


Fig. 5.8. Schema de principiu a montajului pentru încercarea diodelor şi tiristoarelor la tensiune de suprasarcină V_{DSM}, V_{RSM}.

5.3.3. Măsurarea şi verificarea caracteristicilor regimului de comutaţie din blocare în conducţie

Măsurarea caracteristicilor de comutaţie a diodelor V_{fr} şi t_{fr}.

Aceste caracteristici se definesc doar pentru diodele rapide destinate să lucreze în regim de comutaţie la frecvenţe ridicate. Schema de principiu pentru măsurarea acestor caracteristici este dată în figura 5.9.

Se reglează nivelul curentului I_{FM} şi panta de creştere a curentului di_F/dt în conformitate cu prevederile documentelor normative. Se vizuali-

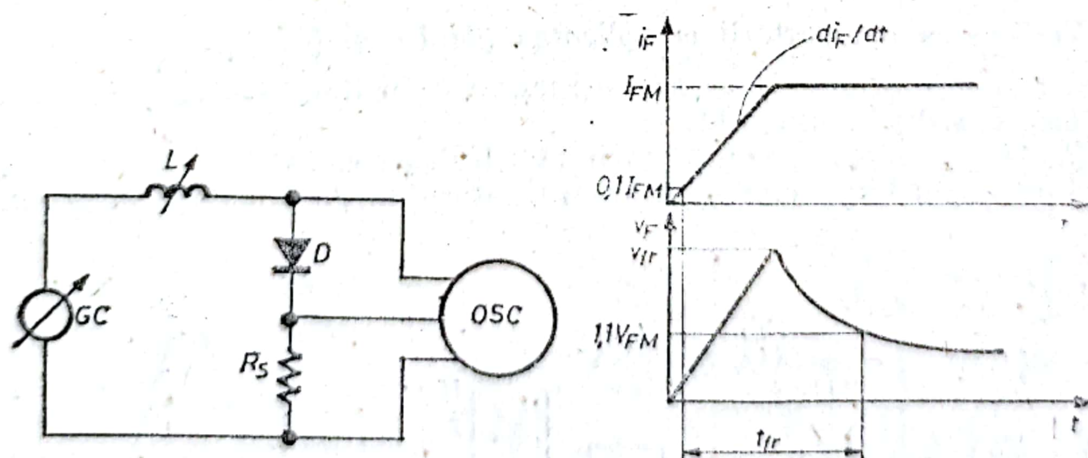


Fig. 5.9. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea timpului de revenire directă la diode. Formele de undă la comutarea în direct a diodelor.

zează pe osciloscopul cu 2 spoturi variaţia în timp a curentului şi tensiunii pe diodă. Se citesc valorile caracteristicilor V_{fr} şi t_{fr} în conformitate cu diagramele de variaţie din figura 5.9.

Măsurarea timpului de amorsare a tiristoarelor t_{gt}.

Schema de principiu pentru măsurarea acestei caracteristici este dată în figura 5.10.

Se reglează tensiunea de blocare pe tiristor la valoarea prescrisă în documentul normativ al dispozitivului. Se comandă generatorul de poartă în vederea amorsării tiristorului. Se vizualizează pe osciloscopul cu două

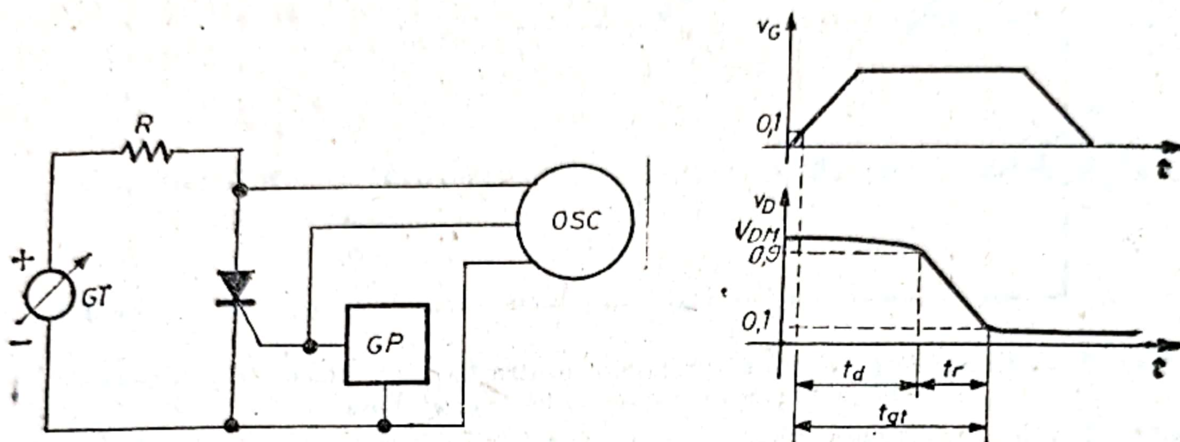


Fig. 5.10. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea timpului de amorsare pe poartă la tiristoare. Formele de undă la amorsarea tiristoarelor.

spoturi variaţia tensiunii anod-catod V_D şi a tensiunii poartă-catod V_G. Se citesc valorile timpului de întîrziere t_d şi a timpului de creştere t_r, respectiv suma lor t_{gt}.

În mod uzual, tiristorul se comută la un curent de conducţie, $I_T = 1...10$ A; în acest caz nu sînt necesare măsuri de precauţie pentru limitarea di/dt prin tiristor. Temperatura la care se efectuează măsurătoarea este cea normală ($T_a = 25°C$). Cînd este necesară evaluarea comportării la alte temperaturi (T_{amin} sau T_{amax}) se plasează tiristorul într-o incintă termostatată.

Verificarea comportării la aplicarea $(di/dt)_c$ **şi** $(di/dt)_r$.

Schema de principiu pentru verificarea celor două valori limită absolută este cea din figura 5.11.

Pentru verificarea comportării la $(di/dt)_c$ generatorul de comandă aplică un singur impuls de amorsare a tiristorului. Pentru verificarea com-

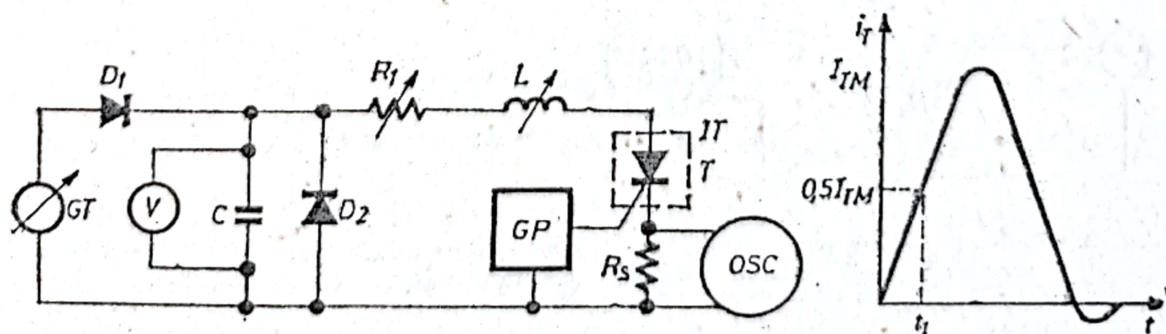


Fig. 5.11. Schema de principiu a montajului pentru încercarea tiristoarelor la solicitarea di/dt. Forma de undă a curentului în timpul încercării.

portării la $(di/dt)_r$ generatorul de comandă aplică repetitiv ($f = 50$ Hz) impulsuri de amorsare a tiristorului.

Valorile elementelor de reglare a pantei și amplitudinii impulsului de curent se calculează cu relațiile:

$$C = 9{,}6 \frac{I_{TM} t_1}{V_{DM}}, \qquad (5.1)$$

$$L = 1{,}7 \frac{V_{DM} t_1}{I_{TM}}, \qquad (5.2)$$

$$R_1 = 0{,}55 \frac{V_{DM}}{I_{TM}}, \qquad (5.3)$$

în care V_{DM} este tensiunea în stare de blocare înainte de aplicarea solicitării.
În această situație:

$$di/dt = 0{,}5 \frac{I_{TM}}{t_1}, \qquad (5.4)$$

în care $t_1 \geqslant 1$ µs și $I_{TM} \leqslant 2 I_{TAV}$ sînt condiții obligatorii.

Evaluarea comportării dispozitivului la aceste solicitări se face prin compararea valorilor măsurate ale curenților reziduali I_{DM} și I_{RM} înainte și după aplicarea solicitării. Temperatura la care se execută solicitarea se reglează cu ajutorul incintei termostatate.

5.3.4. Măsurarea și verificarea caracteristicilor regimului de comutație din conducție în blocare

Măsurarea caracteristicilor t_{rr}, t_s și Q_s pentru diode.

Schema de principiu pentru măsurarea celor două caracteristici este cea din figura 5.12.

Se reglează generatorul de curent pentru curentul de conducție prin diodă precizat în documentul normativ ($I_{FM} = I_{FAV}$ în general). Se re-

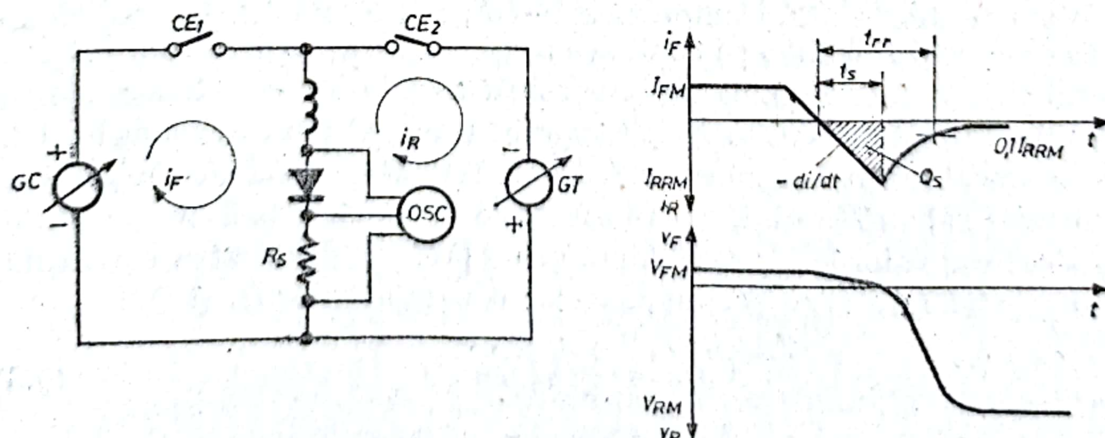


Fig. 5.12. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea timpului de revenire inversă t_{rr}; Formele de undă la comutarea diodei.

glează generatorul de tensiune inversă și inductanța L pentru asigurarea condițiilor prevăzute în documentul normativ (V_{RM} și $-\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$). Comutatoarele electronice CE_1 și CE_2 trebuie să funcționeze sincronizat: deschiderea lui CE_2 trebuie să coincidă cu închiderea lui CE_1. Pe forma de undă vizualizată la osciloscop se citesc valorile parametrilor t_s, t_{rr} și t_{RRM}.

Sarcina stocată în diodă se calculează cu relația

$$Q_s = \frac{1}{2} t_s I_{RRM} \tag{5.5}$$

Măsurarea caracteristicilor t_q, Q_s și Q_f pentru tiristoare.

Schema de principiu pentru măsurarea acestor parametrii este dată în figura 5.13.

Se reglează nivelul curentului de conducție I_T (din generatorul de curent GC). Se reglează $-\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$ și V_{RM} cu ajutorul inductanței reglabile L și a sursei de tensiune inversă GT_1. Se reglează $\mathrm{d}v/\mathrm{d}t$ și V_{DM} cu ajutorul rezistenței R_2 și a generatorului de tensiune GT_2. Se reglează temperatura

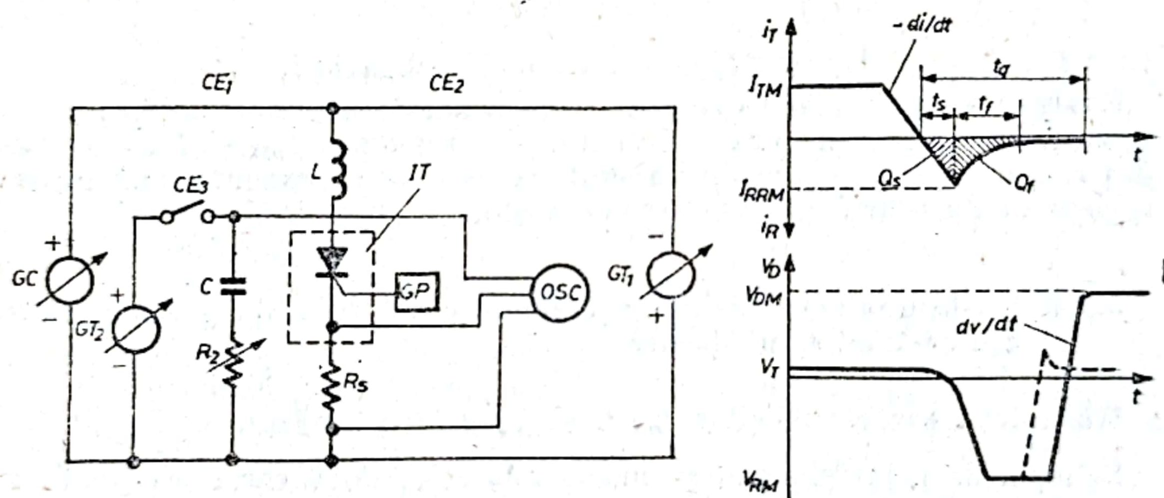


Fig. 5.13. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea timpului de blocare t_q pentru tiristoare. Formele de undă la blocarea tiristorului prin comutația circuitului.

în incinta termostatată. Comutatoarele CE_1 și CE_2 sînt astfel comandate încît în momentul închiderii comutatorului CE_2, CE_1 se deschide. Întrerupătorul CE_3 se închide după un interval Δt reglabil de la închiderea întrerupătorului CE_2. Se crește continuu intervalul Δt pînă în momentul în care tiristorul nu mai reamorsează. Intervalul Δt corespunde timpului de dezamorsare al tiristorului, t_q. Din formele de undă vizualizate pe osciloscop se citesc valorile intervalelor t_s și t_f precum și valoarea curentului nvers de vîrf I_{RRM} care permit calcularea parametrilor Q_s și Q_f:

$$Q_s = \frac{1}{2} t_s I_{RRM} \tag{5.6}$$

$$Q_f = \frac{1}{2} \frac{t_f^2}{t_s} I_{RRM} \tag{5.7}$$

Măsurarea caracteristicilor de comutație pentru tiristoarele cu stingere pe poartă (GTO) t_{gq} și V_Q.

Schema de principiu a montajului folosit pentru măsurarea timpului de comutare comandat pe poartă t_{gq} și al factorului de amplificare al porții V_Q este dată în figura 5.14.

Prin reglarea GT_1 și R_1 se stabilește nivelul de curent în stare de conducție I_{TM} (precizat în documentul normativ) și nivelul tensiunii după blocare V_{DM}.

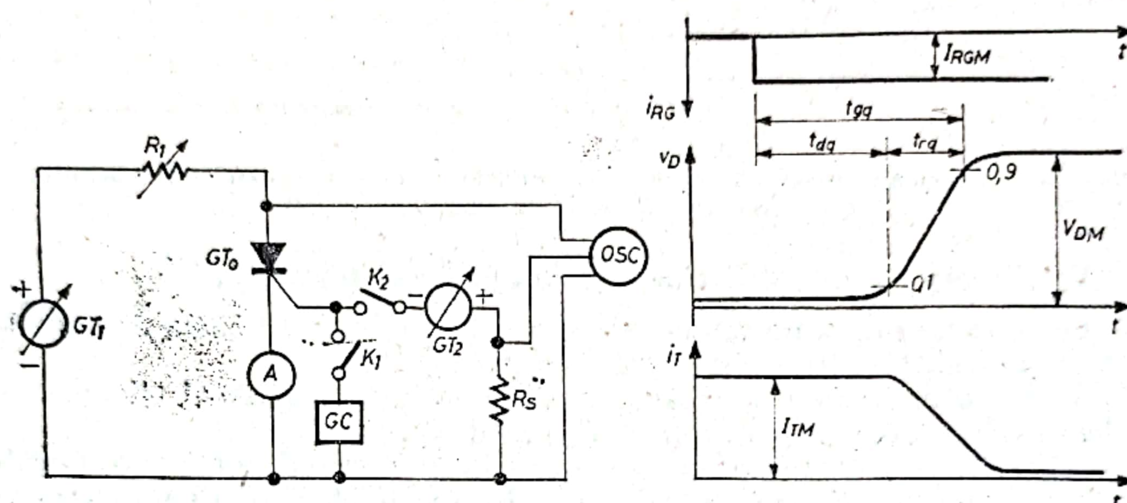


Fig. 5.14. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea timpului de stingere prin poartă t_{gq} pentru tiristoare cu stingere pe poartă (*GTO*). Formele de undă la stingerea tiristorului *GTO*.

Se amorsează tiristorul prin închiderea lui K_1 și deschiderea lui K_2. După amorsare, se deschide comutatorul K_1 și se închide K_2 (nivelul curentului de stingere pe poartă I_{RGM} se reglează cu GT_2). Se citesc intervalele de timp corespunzătoare timpului de întîrziere t_{gq} și a timpului de creștere t_{rq}.

Folosind același circuit se poate determina factorul de amplificare al porții, definit ca raportul dintre curentul de conducție I_{TM} și curentul de stingere extras prin poartă I_{GRM}.

Verificarea comportării tiristoarelor la aplicarea $(dv/dt)_{cr}$.

Schema de principiu a montajului care permite verificarea comportării la aplicarea $(dv/dt)_{cr}$ este dată în figura 5.15.

În conformitate cu precizările din documentul normativ al tiristorului se reglează $V_{DM} = 0{,}67\,V_{DWM}$ și $T_{vj} = T_{vj\,max}$.

Se reglează (cu ajutorul rezistenței R_1) mărimea intervalului τ corespunzătoare vitezei critice de creștere a tensiunii de blocare.

$$\tau = 0{,}632\,\frac{V_{DM}}{(dv/dt)_{cr}} = 0{,}42\,\frac{V_{DWM}}{(dv/dt)_{cr}} \tag{5.8}$$

Toate aceste reglaje se execută pe un tiristor etalon ce prezintă sigur o comportare bună la această solicitare.

Se verifică comportarea tiristoarelor urmărind forma de undă pe osciloscop. Cele care comută la aplicarea $(dv/dt)_{cr}$ sînt necorespunzătoare.

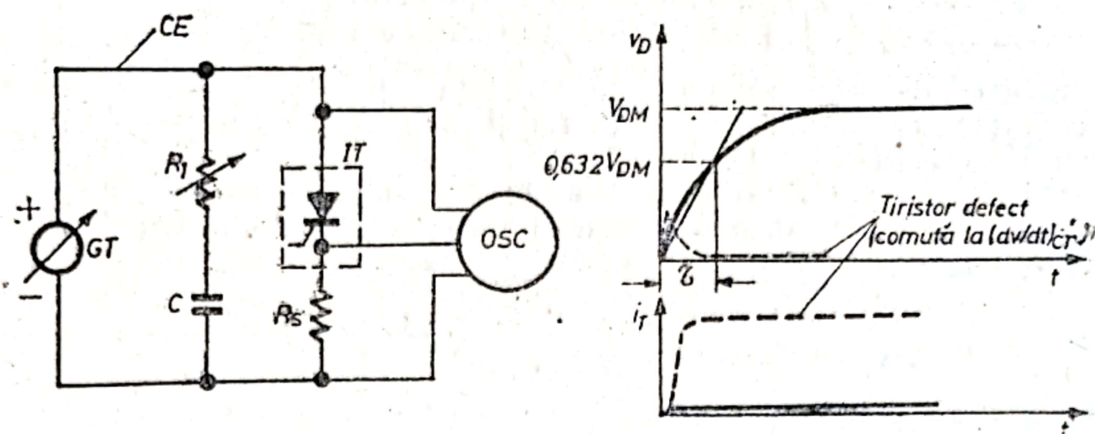


Fig. 5.15. Schema de principiu a montajului pentru încercarea tiristoarelor la solicitarea dv/dt. Formele de undă în timpul solicitării.

Verificarea comportării triacelor la aplicarea $(dv/dt)_{com}$.

Schema de principiu a montajului care permite verificarea comportării la aplicarea $(dv/dt)_{com}$ este dată în figura 5.16.

În conformitate cu precizările documentului normativ al triacului se reglează $V_{DM} = 0{,}67\ V_{DWM}$, $T_{vj} = T_{vj\,max}$, di/dt.

Se reglează valoarea $(dv/dt)_c$ — estimat ca panta dreptei care unește punctele corespunzătoare valorilor 0,1 V_{DM} și 0,63 V_{DM}. Pentru reglare

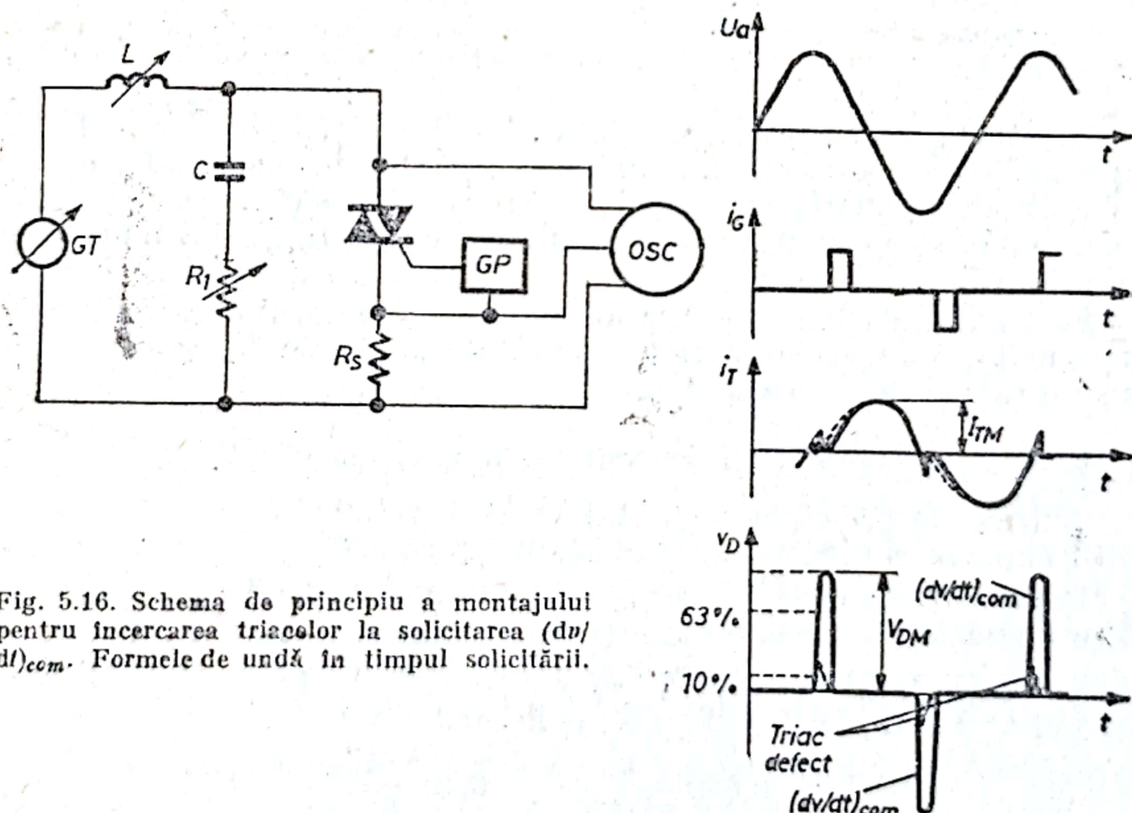


Fig. 5.16. Schema de principiu a montajului pentru încercarea triacelor la solicitarea $(dv/dt)_{com}$. Formele de undă în timpul solicitării.

se modifică R_1 și se vizualizează forma de undă pe osciloscop. Reglajele se execută cu un triac etalon ce corespunde prescripțiilor din documentul normativ. După efectuarea reglajelor se verifică triacele de testat. Triacele necorespunzătoare vor amorsa la aplicarea $(dv/dt)_{com}$ (forma de undă vizualizată pe osciloscop are alura celei punctate în figura 5.15, $i_T(t)$ și $v_D(t)$).

5.3.5. Măsurarea și verificarea caracteristicilor în regim de avalanșă (stabilizare)

Măsurarea caracteristicii V_Z (I_Z)

Schema de principiu a montajului folosit pentru măsurarea caracteristicii de stabilizare $V_Z(I_Z)$ pentru diodele stabilizatoare de tensiune (Zener), este cea din figura 5.17.

Se reglează curentul de polarizare prin diodă (modificînd R și GT) la valorile prescrise în documentul normativ al produsului. I_{ZK} — pentru

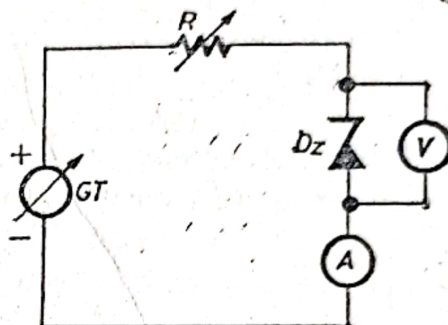
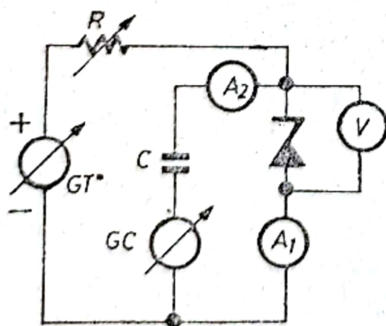


Fig. 5.17. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea tensiunii de stabilizare nominale V_{ZT} și minime V_{ZK} pentru diode stabilizatoare.

măsurarea tensiunii minime de stabilizare V_{ZK} și I_{ZT} pentru măsurarea tensiunii nominale de stabilizare V_{ZT}. Curentul este citit pe ampermetrul A. Tensiunea pe diodă este citită pe voltmetrul V. Schema permite ridicarea completă a caracteristicii $V_Z(I_Z)$ prin măsurarea la mai mulți curenți a tensiunii de stabilizare.

Măsurarea rezistenței dinamice a caracteristicii de stabilizare r_{ZK}, r_{ZT}.

Schema de principiu a montajului folosit pentru măsurarea rezistenței dinamice pe caracteristica de stabilizare la un curent de polarizare precizat este dată în figura 5.18.



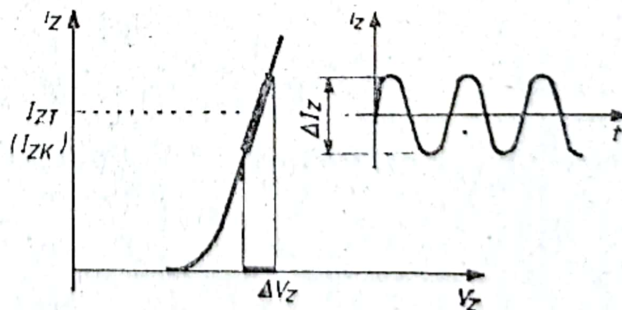


Fig. 5.18. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea rezistenței dinamice r_{ZT} pentru diode stabilizatoare de tensiune.

Se reglează curentul de polarizare al diodei (I_{ZT}, respectiv I_{ZK}) modificînd corespunzător tensiunea GT și rezistența R. Se reglează variația vîrf la vîrf a curentului sinusoidal generat de GC. ($\Delta I_Z = 0{,}1\ I_{ZK}$, respec-

tiv 0,1 I_{ZK}). Se citește variația ΔV_Z corespunzătoare pe voltmetrul V. Se calculează valorile rezistenței dinamice cu una din relațiile:

$$r_{ZT} = \left.\frac{\Delta V_Z}{\Delta I_Z}\right|_{I_Z = I_{ZT}} \tag{5.9}$$

$$r_{ZK} = \left.\frac{\Delta V_Z}{\Delta I_Z}\right|_{I_Z = I_{ZK}} \tag{5.10}$$

Măsurarea coeficientului de variație cu temperatura a tensiunii de stabilizare α_{VZ}

Schema de principiu a montajului folosit pentru măsurarea coeficientului α_{VZ} este dată în figura 5.19.

Se reglează curentul de polarizare prin diodă I_{ZT} în conformitate cu precizările documentului normativ. Pentru această măsurătoare se recomandă ca incinta termostatată să fie o baie cu ulei (pentru minimizarea

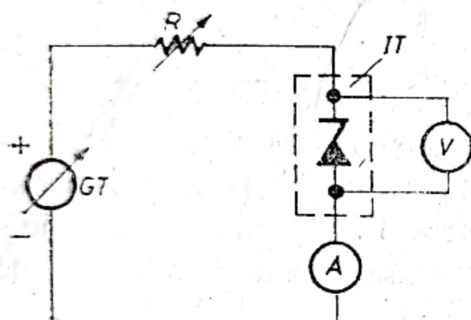


Fig. 5.19. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea coeficientului de variație a tensiunii de stabilizare cu temperatura α_{VZ}.

fluctuațiilor aleatoare ale temperaturii). Se măsoară tensiunea V_{ZT} la $T = T_a$ și la $T = T_{vj\,max}$ verificîndu-se menținerea riguros constantă a curentului de polarizare I_{ZT}.

Voltmetrul pentru citirea tensiunii V_{ZT} trebuie să aibă o rezoluție de cel puțin 1 mV.

Valoarea caracteristicii α_{VZ} se calculează cu una din relațiile:

$$\alpha_{VZ} = \frac{1}{V_{ZT\,nom}} \cdot \frac{V_{ZT}\big|_{T=T_{vj\,max}} - V_{ZT}\big|_{T=T_a}}{T_{vj\,max} - T_a} \tag{5.11}$$

atunci cînd α_{VZ} este exprimat în (ppm/°C) sau

$$\alpha_{VZ} = \frac{V_{ZT}\big|_{T=T_{vj\,max}} - V_{ZT}\big|_{T=T_a}}{T_{vj\,max} - T_a} \tag{5.12}$$

atunci cînd α_{VZ} este exprimat în (mV/°C)

Măsurarea tensiunii de străpungere V_{BR} pentru diodele cu avalanșă controlată

Schema de principiu a montajului folosit pentru măsurarea tensiunii de străpungere este dată în figura 5.20.

Se reglează nivelul curentului prin dioda polarizată în regim de avalanșă la valoarea precizată în documentul normativ al produsului. Se citește valoarea tensiunii pe diodă V_{BR} cu ajutorul voltmetrului V, valoarea curentului fiind citită pe ampermetrul A.

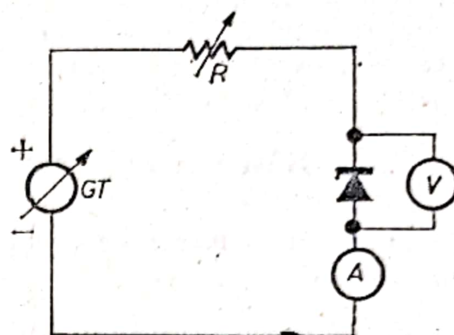


Fig. 5.20. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea tensiunii de avalanșă V_a pentru diode cu avalanșă controlată.

Verificarea comportării diodelor cu avalanșă controlată la aplicarea puterii în regim de avalanșă P_{RSM}.

Schema de principiu a montajului pentru verificarea comportării în regim de suprasarcină pe caracteristica de avalanșă este dată în figura 5.21.

Pentru stabilirea tensiunii U_c de încărcare a condensatorului C este necesară cunoașterea valorii caracteristice V_{BR} a dispozitivului testat.

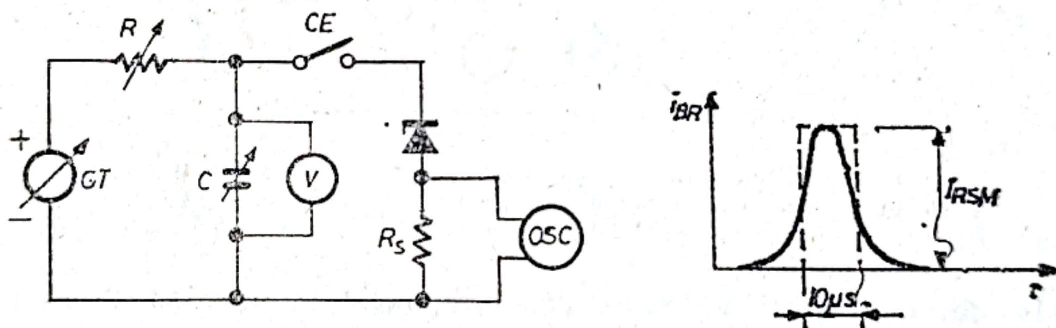


Fig. 5.21. Schema de principiu a montajului pentru încercarea la suprasarcină în regim de avalanșă P_{RSM} a diodelor cu avalanșă controlată. Forma de undă a curentului de suprasarcină.

Documentul normativ prevede o valoare limită pentru puterea impulsului de suprasarcină P_{RSM}. Curentul maxim în regim de avalanșă I_{RSM} este determinat în principiu de valoarea rezistenței de șunt R_S și de diferența între tensiunea de încărcare a condensatorului U_c și tensiunea de străpungere V_{BR}

$$I_{RSM} = \frac{U_c - V_{BR}}{R_S} \tag{5.13}$$

deoarece

$$P_{RSM} = V_{BR} I_{RSM} \tag{5.14}$$

rezultă

$$U_c = R_S \frac{P_{RSM}}{V_{BR}} + V_{BR} \tag{5.15}$$

În mod evident durata de 10 μs a impulsului este controlată în principal de constanta de timp $\tau = R_S C$.
Estimarea modului de comportare a diodelor supuse la această încercare se face prin compararea curentului rezidual I_{RM} măsurat înainte și după încercare.
Menționăm că diodele care nu corespund la această solicitare se deteriorează complet în timpul încercării (se scurtcircuitează).

5.3.6. Măsurarea și verificarea caracteristicilor electrice de poartă

Măsurarea caracteristicilor de amorsare I_{GT}, V_{GT} și a tensiunii de neamorsare V_{GD}.

Schema de principiu a montajului folosit pentru măsurarea caracteristicilor I_{GT} și V_{GT} este dată în figura 5.22.
Elementele circuitului anodic sînt standardizate (tensiunea $GT_1 = 6$ V, $R_1 = 5\ \Omega$)
Prin reglarea tensiunii furnizate de GT_2 și a rezistenței R_2 se obține amorsarea tiristorului (triacului). Momentul amorsării este dat de aprin-

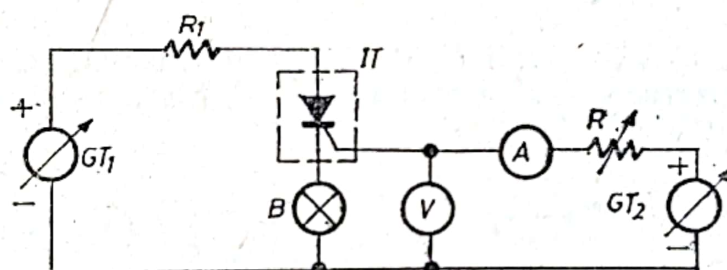


Fig. 5.22. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea caracteristicilor de poartă I_{GT}, V_{GT}, V_{GNT} pentru tiristoare și triace.

derea becului de control. Valoarea tensiunii poartă-catod măsurată în acest moment pe voltmetrul V este V_{GT}. Valoarea curentului măsurată pe ampermetrul A în momentul amorsării este I_{GT}.
Incinta termostatată asigură temperaturile standard de măsurare ale acestor caracteristici $T_{vj\,min}$, T_a, $T_{vj\,max}$.
Valoarea maximă a tensiunii poartă-catod, citită pe voltmetrul V (în condiția $T_{vj} = T_{vj\,max}$) care nu determină amorsarea tiristorului este valoarea măsurată a caracteristicii V_{GD} (tensiunea de neamorsare pe poartă).

5.3.7. Măsurarea caracteristicilor electrice cu trasorul de caracteristici

Trasorul de caracteristici (*curve tracer*, în lb. engleză) este un aparat complex care permite măsurarea unui mare număr de caracteristici specifice dispozitivelor semiconductoare de putere. Astfel de trasoare de caracteristici se utilizează în liniile de fabricație a dispozitivelor de putere în scopul efectuării unor măsurători pentru pilotarea procesului de fabricație.
De asemenea își dovedesc utilitatea în controlul de recepție al loturilor livrate la beneficiar.

În figura 5.23 este prezentată schema de principiu a unui trasor de caracteristici.

Generatorul de tensiune GT poate fi programat să lucreze într-unul din următoarele moduri :

— generator semisinusoidal ($f = 50$ Hz) cu polaritate selectabilă (se poate selecta alternanța pozitivă sau negativă);

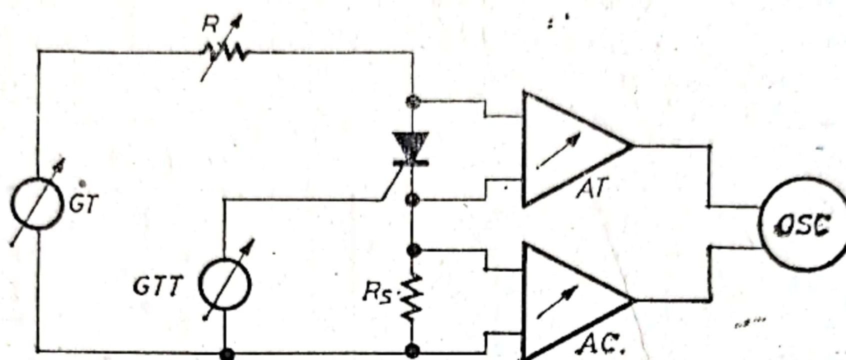


Fig. 5.23. Schema de principiu a trasorului de caracteristici.

— generator sinusoidal (f = 50 Hz);

— generator de tensiune continuă cu polaritate selectabilă.

Generatorul este prevăzut cu un selector de game de tensiuni (0 V ... 15 V, 0 V ... 75 V, 0 V ... 350 V; 0 V ... 1600 V). În fiecare gamă, tensiunea se poate regla continuu între valoarea minimă și maximă. De asemenea, prin reglarea rezistenței serie R se poate limita puterea maximă a generatorului de tensiune.

Generatorul de tensiune GTT este folosit pentru comanda pe poartă. Generatorul poate fi programat să lucreze în unul din următoarele moduri :

— generator de curent sau generator de tensiune;

— polaritate pozitivă în raport cu borna de referință;

— polaritate negativă în raport cu borna de referință;

— programarea numărului de trepte (1 ... 10 trepte);

— programarea nivelului treptei de tensiune sau curent;

— aplicarea treptelor de tensiune (curent) peste un nivel de referință continuu reglabil;

— aplicarea unui singur impuls comandat manual sau impulsuri continue sincronizate cu rețeaua.

Amplificatorul de tensiune AT acționează asupra baleiajului orizontal, deflexia pe orizontală fiind proporțională cu tensiunea la bornele dispozitivului. Factorul de amplificare se poate regla în trepte de la 0,1 V/div. la 200 V/div.

Amplificatorul de curent AC acționează asupra baleiajului vertical, deflexia pe verticală fiind proporțională cu curentul prin dispozitiv. Factorul de amplificare se poate regla în trepte de la 0,5 μA/div la 2 A/div.

Trasoarele de caracteristici sînt prevăzute cu borne de acces a penselor de măsură tipizate pe variante de capsulă. Contactele sînt de tip Kelvin (bornele de injectare a curentului sînt separate de bornele de măsură).

Măsurarea caracteristicilor inverse cu trasorul de caracteristici

Pentru vizualizarea caracteristicii $V_R(I_R)$ a unei diode sau tiristor se procedează astfel :

— se alege polaritatea corespunzătoare a generatorului de tensiune (cu borna plus spre catod).

— se alege modul de lucru (curent continuu sau curent alternativ),

— se alege factorul de amplificare al amplificatorului de tensiune,

— se alege factorul de amplificare al amplificatorului de curent.

Se crește nivelul tensiunii inverse aplicate dispozitivului obținîndu-se caracteristica $V_R(I_R)$ similară cu cea prezentată în figura 5.24.

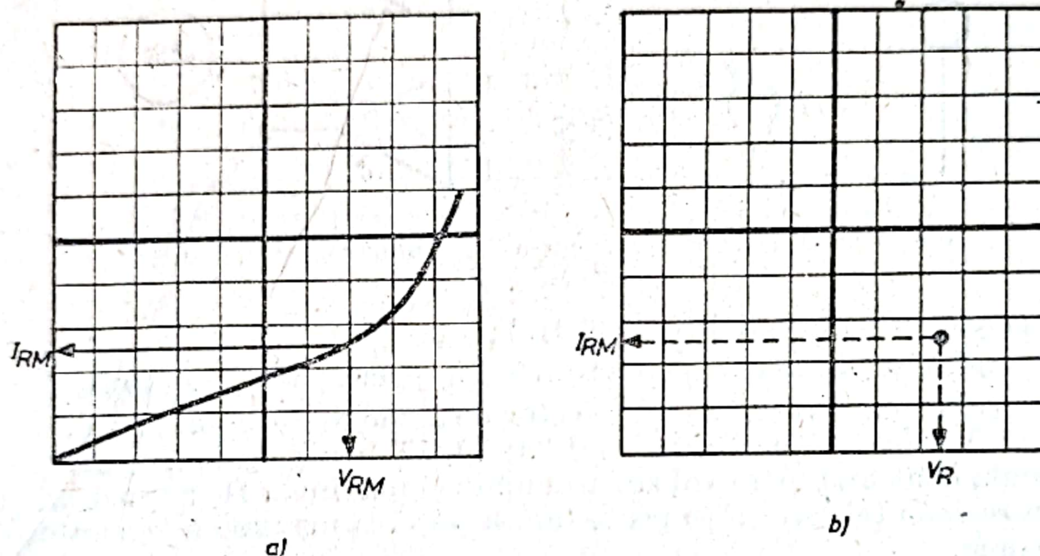


Fig. 5.24. Vizualizarea caracteristicii $V_R(I_R)$ pe trasorul de caracteristici : (a) Vizualizarea caracteristicii în curent alternativ semisinusoidal ; (b). Vizualizarea unui punct al caracteristicii în curent continuu.

Măsurarea caracteristicilor de blocare cu trasorul de caracteristici

Pentru vizualizarea caracteristicii $V_D(I_D)$ a unui tiristor sau triac se procedează astfel :

— se alege polaritatea corespunzătoare a generatorului de tensiune (cu borna plus spre anod) ;

— se alege modul de lucru (curent continuu sau curent alternativ) ;

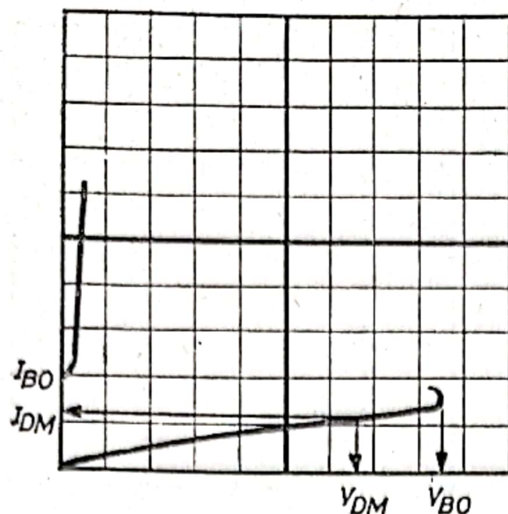
— se aleg factorii de amplificare pentru amplificatorul de tensiune și de curent ;

— se crește nivelul tensiunii de blocare aplicate.

Caracteristica de blocare $V_D(I_D)$ obținută pe trasor are un aspect similar cu cel din figura 5.25.

Vizualizarea caracteristicilor de curent alternativ cu trasorul de caracteristici

Utilizînd modul de lucru curent alternativ se pot vizualiza concomitent caracteristicile inverse și de blocare ale unui tiristor. În figura 5.26 este prezentată alura caracteristicilor de curent alternativ.



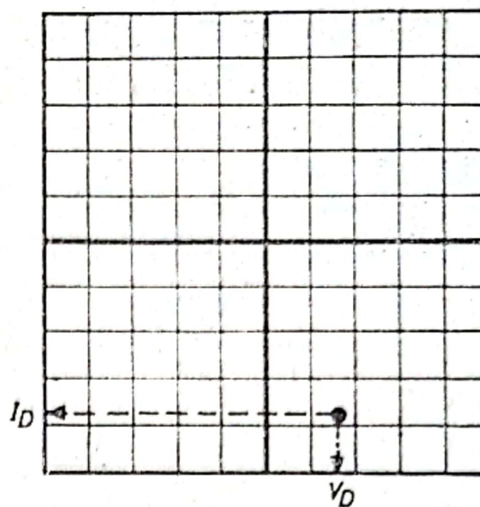


Fig. 5.25. Vizualizarea caracteristicii $V_D(I_D)$ pe trasorul de caracteristici. (*a*) Vizualizarea caracteristicii în curent alternativ semisinusoidal; (*b*) Vizualizarea unui punct al caracteristicii în curent continuu.

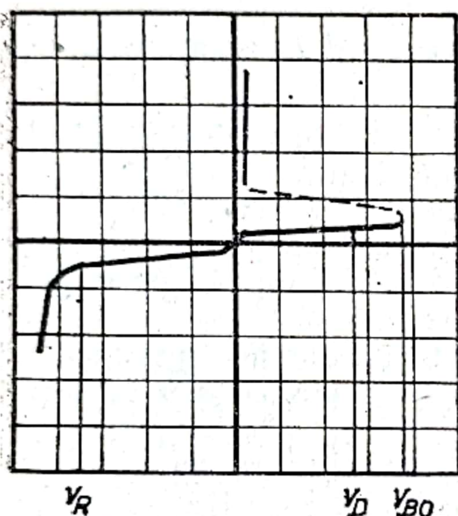


Fig. 5.26. Vizualizarea caracteristicii unui tiristor în curent alternativ pe trasorul de caracteristici.

Vizualizarea caracteristicilor de conducție pentru diode și tiristoare

Pentru vizualizarea caracteristicilor de conducție $V_F(I_F)$, respectiv $V_T(I_T)$ se procedează astfel:

— se alege polaritatea corespunzătoare a generatorului de curent (plusul la anod);

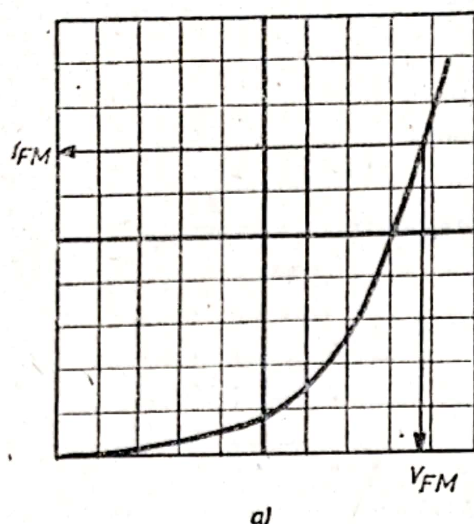
— se alege modul de lucru (curent continuu sau semisinusoidal);

— se alege semnalul de comandă pe poartă (număr de trepte: 1, nivelul treptei: $I_G = (2\ldots5)\ I_{GT}$ al tipului de dispozitiv și polaritatea semnalului).

Aspectul caracteristicii de conducție vizualizat pe trasorul de caracteristici este cel din figura 5.27.

Metoda de măsurare în curent continuu prezintă dezavantajul unor erori de măsură mai mari datorită încălzirii dispozitivului în timpul măsurătorii.

Unele tipuri de trasoare (de exemplu TEKTRONIX 576) au prevăzut ca accesoriu un sertar de măsură la curenți mari (pînă la 200 A) care prin durata redusă a impulsurilor de curent (80 μs) asigură condiții izoterme de măsură.



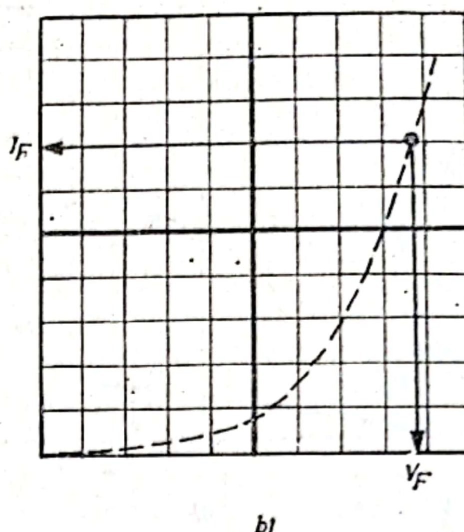


Fig. 5.27. Vizualizarea caracteristicii $V_F(I_F)$ pe trasorul de caracteristici. (*a*) Vizualizarea caracteristicii în curent alternativ semisinusoidal, (*b*) Vizualizarea unui punct al caracteristicii în curent continuu.

Măsurarea curentului de menținere I_H și de acroșaj I_L cu ajutorul trasorului de caracteristici

Pentru măsurarea curentului de menținere se procedează astfel:
— se selectează regimul de lucru în curent continuu
— se aplică tiristorului o tensiune anodică $V_a = 6$ V
— se reglează rezistența serie la valoarea $R = 1\ \Omega$
— se selectează regimul de comandă manuală cu un singur impuls pe poartă ($I_G > I_{GT}$ pentru tipul respectiv de tiristor).

Prin comandă manuală se aplică impulsul de comandă pe poartă. Tiristorul amorsează — spotul trece din poziția $V_a = 6$ V, $I = 0$ în poziția $V_T = 1$ V, $I_T = 1$ A.

Acționînd asupra butonului de reglare a tensiunii se reduce continuu nivelul curentului prin tiristor.

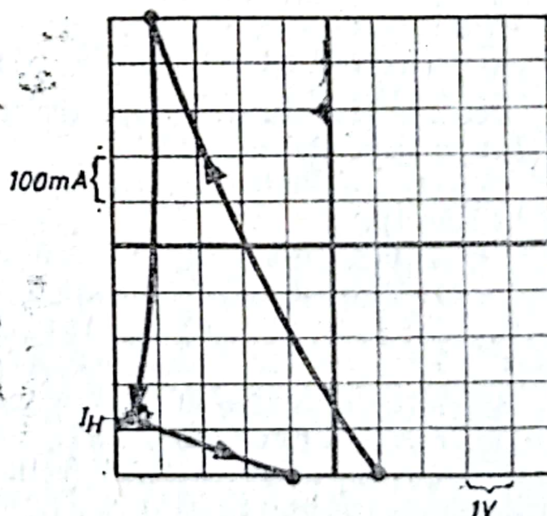


Fig. 5.28. Vizualizarea evoluției spotului la măsurarea curentului de menținere I_H pe trasorul de caracteristici.

Valoarea pentru I_H corespunde valorii minime a curentului prin tiristor pentru care acesta se menține în conducție. Coborînd sub această valoare spotul trece într-un punct de pe axa $I_T = 0$.

În figura 5.28 este reprezentată caracteristica vizualizată pe trasor la măsurarea acestui parametru.

Pentru măsurarea curentului de acroșaj, se procedează în mod similar, cu precizarea că inițial se reglează $V_a = 0$ V. Se crește puțin V_a și se aplică comanda manuală pe poartă: spotul va trece de pe axa $I_T = 0$ într-o poziție I_T, V_T. Dacă această nouă poziție nu se menține după încetarea comenzii pe poartă, se crește în continuare V_a pînă cînd spotul rămîne „agățat" într-un punct I_T, V_T stabil. Valoarea curentului pentru acest caz corespunde curentului de acroșaj I_L. În figura 5.29 este reprezentată evoluția spotului la măsurarea acestui parametru.

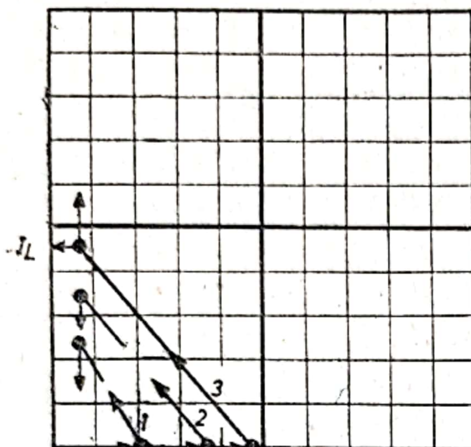


Fig. 5.29. Vizualizarea evoluției spotului la măsurarea curentului de acroșaj I_L pe trasorul de caracteristici.

Măsurarea caracteristicilor de poartă cu trasorul de caracteristici

Pentru măsurarea caracteristicilor de poartă I_{GT}, V_{GT} se procedează astfel:

— se selectează modul de lucru în curent continuu;
— se reglează tensiunea anodică la $V_a = 6$ V;
— se reglează rezistența serie la $R = 5\ \Omega$;
— se selectează modul manual de comandă pe poartă.

Se aplică succesiv impulsuri de comandă (o treaptă) cu amplitudine din ce în ce mai mare (reglajul amplitudinii se poate face continuu prin referința de curent continuu). Valoarea amplitudinii curentului sau tensiunii de poartă care permite menținerea tiristorului sau triacului în stare de conducție corespunde curentului de amorsare I_{GT} sau tensiunii de amorsare V_{GT}.

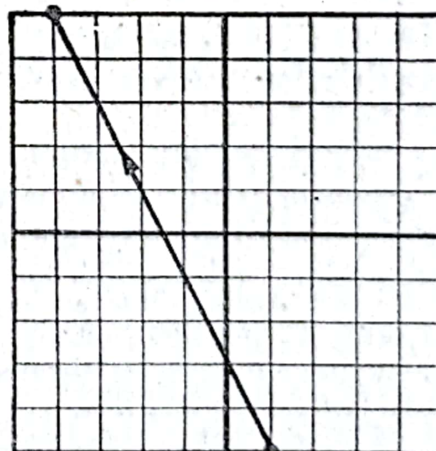


Fig. 5.30. Vizualizarea evoluției spotului la măsurarea caracteristicilor de poartă I_{GT} și V_{GT} pe trasorul de caracteristici.

În figura 5.30 este vizualizat momentul comutării tiristorului din punctul ($V_a = 6$ V, $I_T = 0$ A) în punctul ($V_T = 1$ V, $I_T = 1$ A).

Măsurarea caracteristicilor electrice pentru diode stabilizatoare de tensiune.

Trasorul de caracteristici permite măsurarea următoarelor caracteristici electrice pentru diode stabilizatoare: tensiunea de stabilizare nominală V_{ZT}, minimă V_{ZK} şi rezistenţa dinamică pe caracteristica de stabilizare. Toate aceste caracteristici se obţin prin vizualizarea caracteristicii $V_Z(I_Z)$.

Pentru vizualizarea caracteristicii se procedează astfel:

— se selectează polaritatea generatorului de tensiune (borna plus la catodul diodei);

— se selectează modul de lucru: curent semisinusoidal

— se selectează factorii de amplificare pentru curent şi tensiune.

Se creşte progresiv tensiunea la bornele diodei pînă se obţine caracteristica de stabilizare $V_Z(I_Z)$ similară cu cea din figura 5.31.

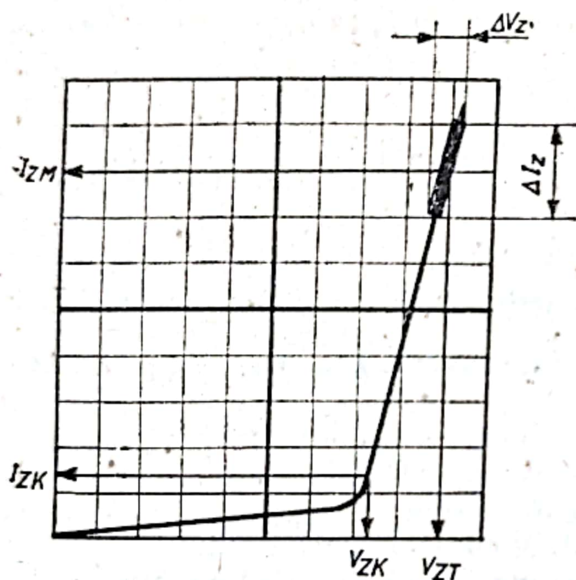


Fig. 5.31. Vizualizarea caracteristicii $V_Z(I_Z)$ a diodelor stabilizatoare de tensiune pe trasorul de caracteristici.

NOTĂ: *Trasorul de caracteristici nu poate fi utilizat pentru măsurarea caracteristicilor de comutaţie* (t_{rr}, t_r, Q_s, dv/dt, di/dt, etc.).

5.4. Măsurarea caracteristicilor termice

Măsurarea impedanţei termice tranzitorii joncţiune-capsulă $Z_{th\ j\text{-}c}$

Schema de principiu a montajului folosit pentru măsurarea impedanţei termice tranzitorii joncţiune-capsulă $Z_{th\ j\text{-}c}$ este cea din figura 5.32.

Temperatura joncţiunii fiind inaccesibilă măsurării directe se utilizează drept „termometru" un parametru electric măsurabil a cărui variaţie cu temperatura este cunoscută. În mod uzual acest parametru este tensiunea în conducţie pe dispozitiv care prezintă o variaţie liniară cu temperatura ($\Delta V_F = \alpha_{VF}\Delta T$).

Generatorul de curent asigură curentul de conducţie prin dispozitiv pentru două regimuri distincte:

— regimul de polarizare la un curent I_P care nu provoacă o încălzire semnificativă a dispozitivului. În mod uzual $I_P = 10\ldots100$ mA pentru

diode și $I_P = 100 \ldots 1000$ mA pentru tiristoare și triace. Măsurarea parametrului sensibil cu temperatura V_F se face cînd dispozitivul de testat este polarizat cu curentul I_P.

— regimul de încălzire — cînd prin dispozitiv trece un curent de nivel mare ($I_c = 10 \ldots 100$ A) care determină încălzirea dispozitivului. Generatorul de curent permite reglarea nivelului și a duratei de aplicare a curentului de încălzire.

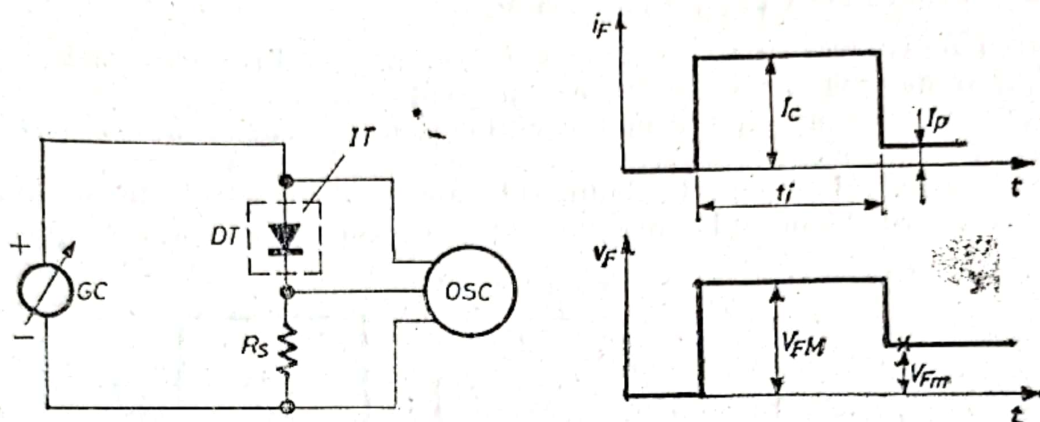


Fig. 5.32. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea impedanței termice tranzitorii joncțiune-capsulă $Z_{th\ j\text{-}c}$. Formele de undă în timpul măsurătorii.

Măsurînd tensiunea pe dispozitiv înainte și după aplicarea curentului de încălzire se poate calcula valoarea impedanței termice tranzitorii în funcție de durata impulsului de încălzire t_i.

Prin definiție:

$$Z_{th\ j\text{-}c}(t) = \frac{T_{vj}(t) - T_v(0)}{P(t)}; \qquad (5.16)$$

deoarece

$$T_{vj}(t) - T_{vj}(0) = \alpha_{VT}(V_{F2} - V_{F1}) = \alpha_{VF}\Delta V_F \qquad (5.17)$$

$$P(t) = I_c V_{FM} \qquad (5.18)$$

rezultă

$$Z_{th\ j\text{-}c}(t) = \frac{\alpha_{VF}\Delta V_F}{I_c V_{FM}} \qquad (5.19)$$

în care ΔV_F, I_c și V_{FM} se citesc de pe formele de undă vizualizate pe osciloscop.

Pentru asigurarea preciziei de măsură trebuiesc respectate următoarele condiții:

— temperatura capsulei T_c va fi menținută constantă prin utilizarea unui radiator adecvat (de preferință răcit cu apă).

— măsurarea tensiunii V_{F2} se va face la un interval Δt de la anularea curentului de încălzire I_i ales astfel încît toate variațiile tensiunii V_F datorate fenomenelor tranzitorii electrice au dispărut dar temperatura joncțiunii nu scade semnificativ. În mod uzual $\Delta t = 50 \ldots 80$ μs.

Prin măsurarea caracteristicii $Z_{th\ j\text{-}c}$ pentru valori diferite ale duratei curentului de încălzire se poate trasa curba completă $Z_{th\ j\text{-}c}(t)$. Pentru valori suficient de mari ale duratei impulsului de încălzire $Z_{th\ j\text{-}c}(t)$ devine constantă. Această valoare constantă este rezistența termică joncțiune-capsulă $R_{th\ j\text{-}c}$.

Metoda descrisă permite măsurarea caracteristicilor $Z_{th\ j\text{-}c}(t)$ și $R_{th\ j\text{-}c}$ cu o eroare ce poate fi greu coborîtă sub 5% din următoarele motive: coeficientul de variație al tensiunii în stare de conducție α_{VF} nu este același pentru toate dispozitivele dintr-un lot de fabricație: în calculul impedanței termice tranzitorii se utilizează 4 mărimi electrice afectate de erori de măsură (V_{F1}, V_{F2}, I_c și V_{FM}).

Pentru *măsurarea cu o precizie mai ridicată* a acestei caracteristici se poate utiliza o metodă derivată din cea prezentată anterior.

Schema de principiu a montajului care asigură această măsurare este cea din figura 5.33.

Generatorul de curent asigură aplicarea unui impuls de încălzire I_c cu durata t_i, urmată de aplicarea unui curent de polarizare I_P. Dispozitivul

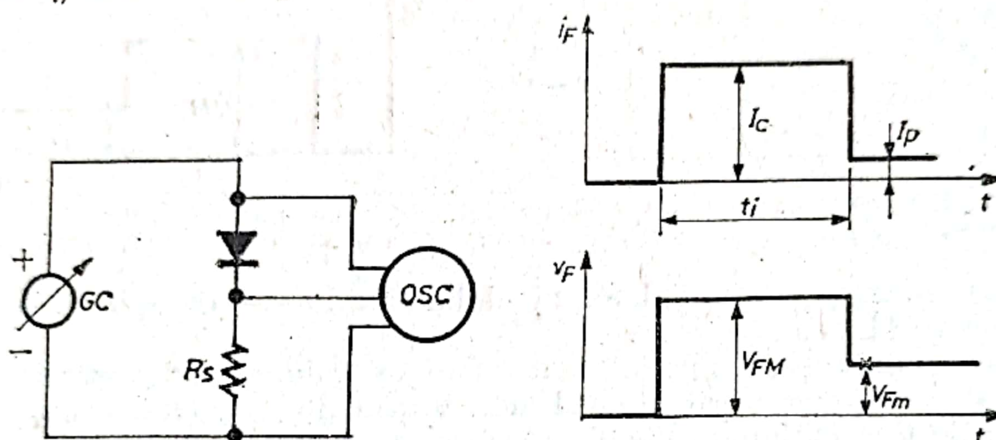


Fig. 5.33. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea rezistenței termice joncțiune-capsulă $R_{th\ j\text{-}c}$. Formele de undă în timpul măsurătorii.

de testat este introdus într-o incintă termostatată cu temperatura reglabilă IT (în mod uzual o baie termostatată cu ulei).

Secvența de măsură este următoarea:

— la temperatura $T_1 = T_a$ a incintei termostatate se aplică impulsul de încălzire I_c cu durata t_i. Se măsoară tensiunea în stare de conducție V_{FM} la curentul de polarizare I_P.

— se crește temperatura băii de ulei, măsurînd continuu tensiunea V'_{FM} la curentul de polarizare I_P.

În momentul în care $V_{FM} \equiv V'_{FM}$ se măsoară temperatura T_2 a băii de ulei (temperatura va fi crescută suficient de lent ca să se asigure atingerea echilibrului termic între dispozitiv și baia de ulei). Se calculează $Z_{th\ j\text{-}c}(t)$ cu relația:

$$Z_{thj\ \text{-}c}(t) = \frac{T_2 - T_1}{V_{FM} I_c(t)} \tag{5.21}$$

Valoarea astfel obținută este mai precisă deoarece nu intervine caracteristica α_{VF}, temperaturile T_1 și T_2 pot fi măsurate cu o precizie foarte bună.

Măsurarea impedanței termice tranzitorii radiator-ambiant $Z_{th\ r\text{-}a}$

Măsurarea impedanței termice tranzitorii radiator-ambiant constă în măsurarea evoluției temperaturii într-un punct specificat al radiatorului în condițiile în care dispozitivului i se aplică un impuls treaptă de putere.

Schema de principiu a montajului folosit este dată în figura 5.34.

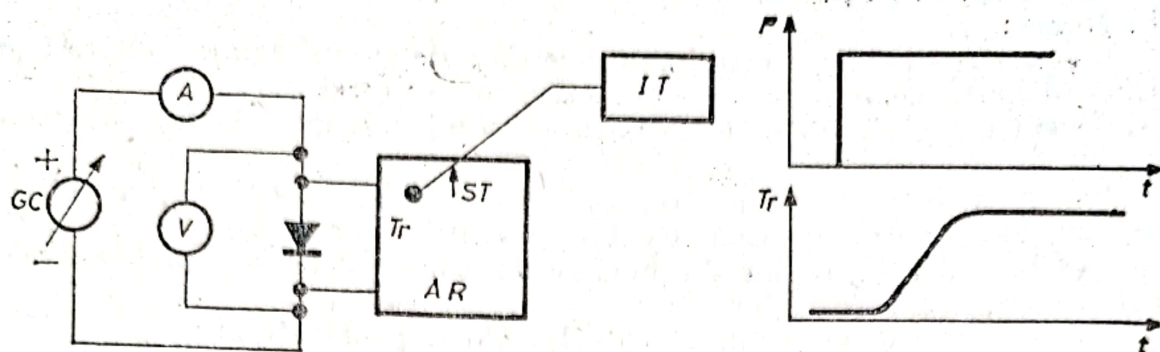


Fig. 5.34. Schema de principiu a montajului pentru măsurarea impedanței termice tranzitorii a radiatoarelor. Formele de undă în timpul măsurătorii.

Se reglează nivelul curentului injectat în dispozitiv. Puterea disipată de dispozitiv este calculată cu valorile măsurate de ampermetru și voltmetru:

$$P = I_m V_m. \tag{5.22}$$

Temperatura măsurată continuu cu sonda de temperatură *ST* este înregistrată de înregistratorul de temperatură *IT*. Impedanța termică tranzitorie se calculează cu relația:

$$Z_{th\ r\text{-}a}(t) = \frac{T_r(t) - T_a}{P}. \tag{5.23}$$

În cazul în care ansamblul de răcire funcționează în regim de ventilație forțată, montajul se suplimentează cu un sistem de ventilație forțată (turbină sau ventilator) și cu aparate de măsură a vitezei, debitului și presiunii aerului de răcire (anemometre). Se măsoară variația $Z_{th\ r\text{-}a}$ în funcție de viteza (debitul) aerului de răcire. Pentru ansamblurile răcite cu lichid, montajul se suplimentează de asemenea cu debitlitre și cu sonde de temperatură pentru măsurarea temperaturii lichidului de răcire la intrarea și ieșirea din ansamblu de răcire.

Avînd în vedere capacitățile termice mari ale ansamblurilor de răcire, măsurarea completă a curbei $Z_{th\ r\text{-}a}(t)$ poate dura cca 2—3 ore.

Evident, valoarea la care se stabilizează curba $Z_{th\ r\text{-}a}(t)$ este rezistența termică radiator-ambiant $R_{th\ r\text{-}a}$.

Temperatura ambiantă se măsoară la o distanță de cca 30—50 cm de ansamblul de răcire.

Montajul poate fi folosit și pentru măsurarea rezistenței termice a contactului dispozitiv-radiator $R_{th\ c\text{-}r}$. În acest scop se utilizează două termometre care permit măsurarea temperaturii în punctul specificat pe capsulă și într-un punct specificat pe radiator.

5.5. Verificarea caracteristicilor funcționale și de anduranță

Verificarea caracteristicilor funcționale și de anduranță presupune încărcarea electrică și/sau termică a dispozitivelor la parametri apropiați sau identici cu cei nominali pe o durată de timp dată urmată de controlul performanțelor dispozitivelor. Se verifică astfel aptitudinea dispozitivelor de a îndeplini funcție principală pentru care au fost create.

Această verificare se execută în cadrul încercărilor de tip (periodice) şi de omologare. În funcţie de dispozitivul de putere distingem următoarele încercări:

— încercări de suprasarcină accidentală de curent sau de putere (specifice dispozitivelor redresoare) descrise în capitolul 5.3;

— încercări de oboseală termică — specifice dispozitivelor redresoare de putere medie şi mare;

— încercări în regim de redresare — specifice dispozitivelor redresoare de mică şi medie putere (foarte rar şi de mare putere);

— încercări în regim de blocare la cald — specifice dispozitivelor redresoare;

— încercări în regim de stocare la cald — pentru toate dispozitivele;

— încercări în regim de stabilizare — pentru diodele stabilizatoare;

— încercări de funcţionare în circuite speciale de test — pentru diace şi alte dispozitive speciale de comandă sau protecţie.

În continuare vor fi prezentate încercările de anduranţă practicate pentru dispozitivele semiconductoare de putere, la *IPRS-BĂNEASA*. Aceste încercări sînt asemănătoare cu cele recomandate în publicaţia *CEI* 174—4/1976.

5.5.1. Încercarea în regim de redresare

Această încercare este folosită la verificarea dispozitivelor redresoare: diode, tiristoare şi punţi redresoare. Solicitarea componentei este deosebit de complexă. Astfel, dispozitivul este supus unui regim de încărcare electrică (vezi figura 5.35*a*), aşa încît $T_{vj} \approx T_{vj\,max}$.

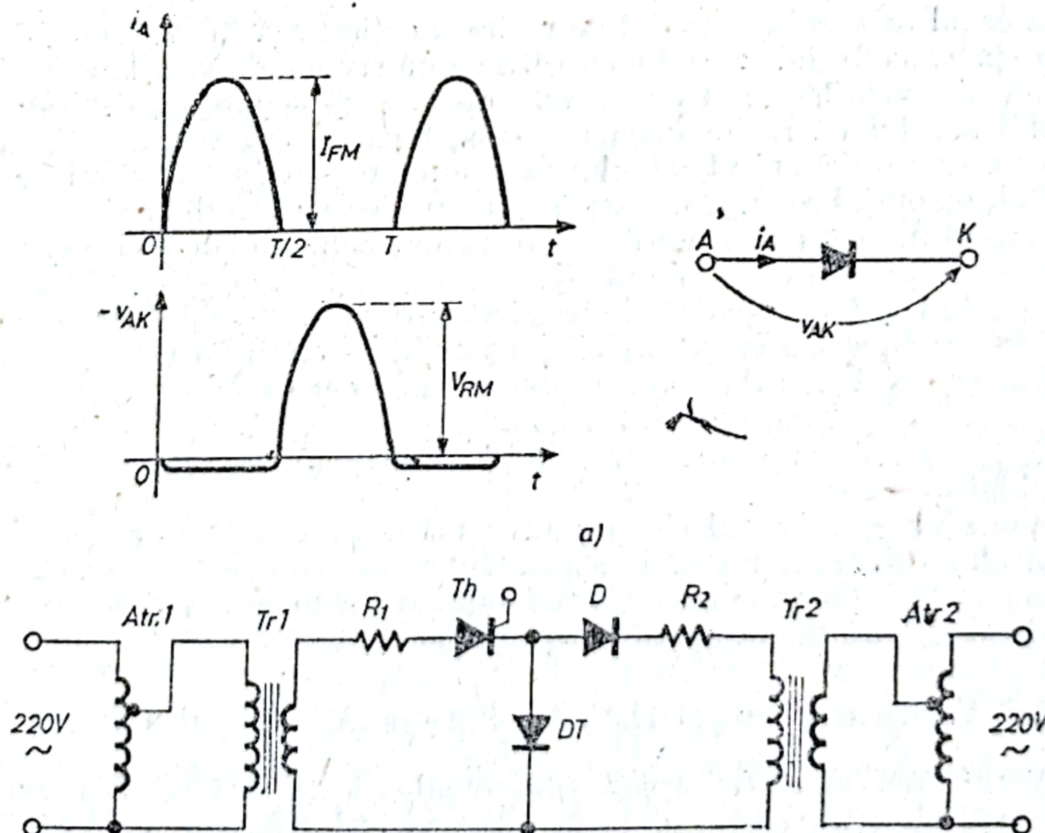


Fig. 5.35. Schema circuitului pentru încercarea de funcţionare în regim de redresare.

Schema circuitului electric de încercare este dată în figura 5.35*b*.

Schema folosită prezintă avantajul economisirii energiei de încercare, prin folosirea a două surse de alimentare pentru dispozitivul testat (*DT*): sursa *1* (*Atr.* 1 și *Tr.* 1) asigură curentul direct de conducție I_{FM}, iar sursa *2* (*Atr.* 2 și *Tr.* 2) asigură tensiunea de blocare. Funcționarea circuitului are loc în modul următor. Pe prima semiperioadă (0, $T/2$) tiristorul *Th* este deschis și se aplică diodei *DT* tensiunea de la sursa *1* (de mică impedanță internă) provocînd trecerea curentului semisinusoidal de amplitudine $I_{FM}(R_2 \gg r_F$; r_F — rezistența echivalentă a dispozitivului testat în conducție). În timpul semiperioadei următoare tiristorul *Th* se blochează, ceea ce face ca tensiunea generată de sursa *2* să fie aplicată dispozitivului testat.

Încercarea are o durată de 1000 ore. Pentru evidențierea eventualelor modificări ale performanțelor dispozitivului testat, se execută la finele celor 1000 ore și pe parcursul lor (la 2...3 momente diferite) măsurarea parametrilor principali ai componentei.

5.5.2. Încercarea de oboseală termică

Încercarea se aplică numai dispozitivelor de putere, la care încălzirea datorată funcționării este mai mare de 30...50°C, la joncțiune. Încercarea mai este cunoscută și sub denumirea de *ciclare termică prin curent*, denumire mai sugestivă în ceea ce privește modul de realizare al încercării.

Astfel, încercarea constă în încălzirea și răcirea succesivă a componentei, cu un ecart de temperatură al capsulei sau joncțiunii, ΔT, prescris. Încălzirea se face, în general, prin trecerea curentului prin dispozitiv, iar răcirea se face forțat prin ventilare sau cu apă, curentul de încălzire fiind întrerupt. Perioadele de încălzire și respectiv răcire trebuie să fie aproximativ egale. Durata unui ciclu complet trebuie să fie de 1...10 minute pentru a conserva mecanismul de defectare vizat. Numărul de cicluri executat este de 1000...5000.

5.5.3. Încercarea de blocare la cald

Este întîlnită numai în cazul diodelor și tiristoarelor și constă în menținerea acestora sub tensiune (semisinusoidală sau continuă) în regim de blocare și la temperatură ridicată (în general $T_c \approx T_{c\,max}$ sau $T_a \approx T_{a\,max}$) Încercarea durează 1000 ore. Ea este deosebit de dură, atît pentru diode cît și pentru tiristoare. La finele încercării, precum și pe parcursul ei (la 2...3 momente diferite de timp) se execută măsurarea parametrilor principali ai componentelor, pentru evidențierea eventualelor modificări sau defecte.

5.5.4. Încercarea de stocare la cald

Constă în menținerea componentelor timp de 1000 ore, la temperatura ambiantă maximă permisă. Este folosită pentru evidențierea proceselor de degradare activate de temperatură. În cazul acestei încercări simple se pot aplica mai ușor criterii de accelerare, în vederea scurtării timpului de solicitare.

5.5.5. Încercarea de funcționare în regim de stabilizare

Este folosită pentru verificarea comportării diodelor stabilizatoare și diodelor cu tensiune de referință. Constă în aplicarea curentului de sta-

bilizare maxim specificat în condiții de răcire asigurate, timp de 1000 ore. Se execută măsurători la 1000 ore, precum și la 2...3 momente de timp diferite, pe parcursul încercării, pentru toți parametrii principali.

5.5.6. Încercări de funcționare în circuite speciale de test

Pentru reproducerea condițiilor de solicitare din exploatare, încercările dispozitivelor speciale (de comandă și de protecție) se fac în circuite speciale care reprezintă în fond replica simplificată a circuitelor reale. Durata acestor încercări este de 1000 ore.

5.6. Verificarea fiabilității

Fiabilitatea dispozitivelor semiconductoare de putere este exprimată prin rata de defectare în timp. Condiția tehnică de fiabilitate conține, pe lîngă valoarea ratei de defectare și alte precizări asociate, fără de care aceasta ar fi greu de verificat. Acestea sînt :

— *tipul* funcției de fiabilitate $R(t)$:
— *nivelul de încredere* asociat valorii garantate a ratei de defectare ;
— *intervalul de timp asociat* ratei de defectare garantate :
— *solicitarea aplicată* ;
— *criteriile de defectare* aplicate.

Rata de defectare se calculează pe baza rezultatelor unor teste de verificare care pot fi de trei tipuri :

— teste cenzurate : încercarea se oprește cînd s-a realizat numărul de defecte stabilit ;

— teste trunchiate : încercarea se oprește cînd s-a realizat timpul stabilit ;

— teste combinate : încercarea se oprește cînd se realizează primul din cele două evenimente — numărul fixat de defecte sau timpul de încercare.

Pentru dispozitivele de putere funcția de fiabilitate exponențială modelează foarte bine defectarea în timp a acestora. În consecință, rezultă că *rata de defectare este constantă în timp*.

Nivelul de încredere asociat valorii garantate a ratei de defectare este 90%, iar durata încercărilor trunchiate este 5000 ore.

Solicitările aplicate sînt simple sau combinate :

— stocare la temperatura maximă a joncțiunii (100°C...175°C) ;

— blocare la cald : componentele sînt menținute la cald așa încît joncțiunea să aibă aproximativ temperatura maximă permisă, cu aplicarea tensiunii inverse nominale sau a unei fracțiuni din ea ;

— redresare : componentele sînt supuse unui regim electric de redresare, așa încît joncțiunea ajunge în vecinătatea temperaturii maxime permise, prin alegerea adecvată a condițiilor de răcire ;

— funcționare în regim de stabilizare la o putere care asigură atingerea temperaturii maxime a joncțiunii.

Criteriile de defectare, *extrem de severe*, sancționează ca defect un dispozitiv semiconductor de putere dacă cel puțin unul din parametrii săi principali a depășit specificațiile documentului său normativ.